

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 17 - Avril/Mai 1981 - 18 F





BNP

LE GROUPE BANCAIRE FRANÇAIS AUX QUATRE COINS DU MONDE

LA **BANQUE NATIONALE DE PARIS**
APPORTE A SA CLIENTELE SON EXPERIENCE
DE GRANDE BANQUE COMMERCIALE
FRANÇAISE AVEC SES SPECIALISTES :

- des 2 000 Sièges de son réseau national,
- de son réseau international implanté dans 77 pays,
- du Département du COMMERCE EXTERIEUR,
- du Département des AFFAIRES FINANCIERES INTERNATIONALES,
- du Département du NEGOCE INTERNATIONAL,
- du Service PROMOTION ET INFORMATION INTERNATIONALES.

**ET FACILITE LES PRISES DE
CONTACT ENTRE LES ENTREPRISES
FRANÇAISES ET ETRANGERES.**



BANQUE NATIONALE DE PARIS

Siège Social : 16, bd des Italiens 75009 Paris
Tél 244.45.46 - Télex : 280605

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 17 - Avril/Mai 1981 - 18 F



SUISSE : 9.00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN 5.30 - ESPAGNE : 200 PESETAS - ITALIE : 4800 LIRE - BELGIQUE : 146 F.B.

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général : Directeur de la Publication
Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en Chef : **Jean-Claude Roussez**
Coordinateur Technique : **Jean-Marc Le Roux**

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19
Tél. : 200.33.05



Advertising International Manager : **Michel Sabbagh**
Chef de Publicité : **Francine Fohrer**

Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Jacques Ceccaldi, Pierre-Yves Chaltiel, Jos De Neef, Jean-Claude Hapiot, Daniel Heyden, Dominique Jancovopoulos, Pierre Lemeunier, Pierre Mélusson, Maria Pietrzak-David, René Rateau, Jean Sabourin, Jacques Trémolières, Guy Wolff.**

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
61 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 110 F (Etranger)**
Copyright 1980 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal 1^{er} trimestre 81 N° éditeur : 895.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE



La synthèse assistée par ordinateur	17
La modulation de fréquence	69



Aide aux malentendants : un répéteur optique de sonnerie téléphonique	49
Emetteur HF pour CB	99



Un orgue sur une puce : le SAA 1900	37
-------------------------------------	----



Le quadrafet : principe et applications (1 ^{re} partie)	41
------------------------------------------------------------------	----



L'amplification HF en classe E	25
Module d'amorçage de thyristor à commande numérique	53
Les moniteurs TV vidéo utilisés en micro-informatique	59
Synthèse et digitalisation des réseaux en échelle	105



Mesure de débit sanguin cérébral	93
La télésurveillance de l'activité utérine pendant la grossesse	97



Applications, avec 14 programmes mathématiques et mémorisation des mesures, dans un multimètre de haute précision à microprocesseur	81
-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----



Le circuit imprimé : conception et dessin ; la C.A.O.	5
-------------------------------------------------------	---

La structure de la matière (3 ^e partie)	112
Bibliographie	121
Nouveautés Informations	122
Index des annonceurs	125
Repertoire 1980	130
Cartes « Service-Lecteurs »	131-132

Les fiches techniques de circuits intégrés paraîtront à nouveau dès le prochain numéro.

Un des 3 atouts **ISTC**



Le Micro-Ordinateur le plus demandé en France. Grâce à sa conception modulaire et au grand nombre d'options disponibles, il obtient un excellent rapport qualité/prix dans la catégorie des Micro-Ordinateurs à usage polyvalent.

NOUVEAU

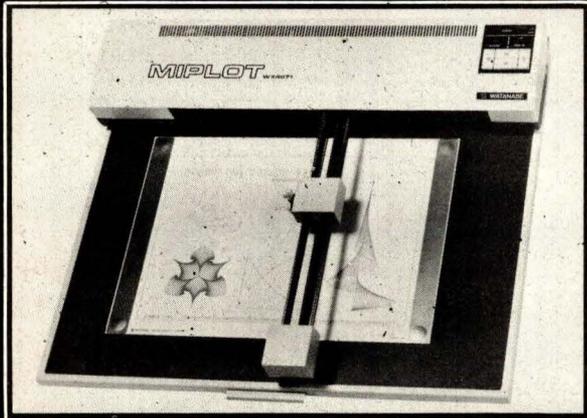


Table traçante MIPILOT - DIGIPILOT

La conception assistée par APPLE II : une technique révolutionnaire à la portée de tous. Elle ajoute aux possibilités graphiques déjà uniques d'APPLE, le dessin professionnel aux prix d'APPLE et résout les nombreux problèmes du schéma spécifique et industriel.

- Traçage sur papier de tout vecteur ou courbe avec coordonnées x et y, de début et de fin, soit en ligne continue, soit en pointillé.
- Ecriture de tous les signes normalisés en 16 tailles différentes, programmées.
- Déplacement de la tête d'écriture sans marquage.
- Tracé des axes x et y.
- Indication des échelles choisies sur les axes.
- Changement d'origine.
- Ecriture automatique de toute chaîne de caractères.
- Utilisation de tout type de papier (format A3).
- Précision 0,1 mm.

Matériel disponible rapidement

Location

Service après-vente et contrat d'entretien



Informatic Systèmes TéléCom

7/11, RUE PAUL-BARRUEL - 75015 PARIS - 306.46.06
TELEX N° 250 303 ISTC - PARIS

Je désire recevoir une documentation sur table traçante.

Nom : _____ Fonction : _____

Firme : _____ Application : _____

Adresse : _____

Téléphone : _____

SERVICE-LECTEURS N° 201

« PLUS DE PROBLEMES DE STOCKAGE!.. »

Le MASS'MEMOIRE pour la sauvegarde des données sur le bus EXORCISER® MOTOROLA (micromodules - PDS et TDS)



Le MASS'MEMOIRE MFD 1280 :

- 556 K octets formatés
- Double unité de mini Floppy
- Double tête, double densité
- Deux MASS'MEMOIRE peuvent se monter en tandem et fournir un stockage de plus d'un mégaoctet.

IMPORTANT

Pour la survie des disquettes, le MASS'MEMOIRE stoppe ses moteurs en dehors des accès.

LE MASS'MEMOIRE EST FOURNI AVEC SON LOGICIEL (SYSTEME D'EXPLOITATION, LANGAGE EVOLUE) : 17 300 F HT



TOUTELECTRIC

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE
15, Bd Bonrepos BP 406
31008 TOULOUSE CEDEX
TEL. (61) 62.11.33 TELEX 531501 F

Bon à découper

Demande de documentation à retourner à :

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

15, Bd Bonrepos - BP 406 - 31008 - TOULOUSE CEDEX

Nom : Fonction :

Société ou Organisme :

Rue : N° : Tél. :

Ville : Code Postal :

Avec ce quatorzième article nous aurons évoqué tous les aspects de la technologie du câblage à plat, espérant que les lecteurs auront pu, pour les uns, se familiariser avec cette technique, pour d'autres, trouver quelques réponses à certains de leurs problèmes de fabrication. Nous n'avons pas toujours traité le sujet dans ses détails car c'eût été fastidieux et peu conforme à l'esprit d'une revue dont le but est, avant tout, d'informer sur l'ensemble de la profession d'électronicien.

Au risque de paraître anachronique, nous terminerons par un exposé se rapportant à la conception. Ce n'est

Les circuits imprimés et hybrides, conception et dessin : La C.A.O.

pourtant pas une erreur car ce qu'il est convenu d'appeler : le « Design » fait appel à toutes les techniques abordées précédemment dans cette série d'articles que nous ne manquerons pas de réactualiser chaque fois que des nouveautés mériteront d'être signalées. Le bouclage de notre processus ne constitue donc qu'un au revoir.

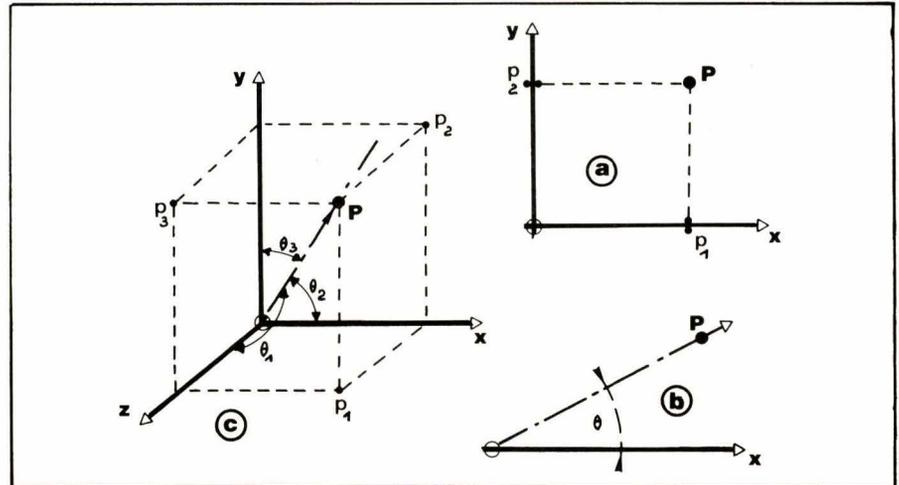


Fig. 1

Le dessin d'un câblage

Comme toute forme de représentation graphique, le dessin d'un câblage électrique se compose de segments réunissant des points de contacts avec les composants. On dit maintenant d'une façon générale : les boîtiers.

La **figure 1** rappelle comment on définit un point par ses projections sur les axes ou les plans de référence. En (a) nous avons les coordonnées rectangulaires ou cartésiennes

et en (b) les coordonnées polaires d'un point P dans le plan. La définition du point P dans l'espace est montrée en (c). Les projections P_1 , P_2 et P_3 situent P selon la méthode cartésienne alors qu'en coordonnées polaires P est positionné par son vecteur OP et par son, ou ses angles directeurs θ_1 , θ_2 , θ_3 . Un mathématicien dirait qu'il s'agit de géométrie analytique et que la somme des trois cosinus des angles directeurs d'un point dans l'espace est égale à l'unité. Cette configuration spatiale du point intervient dans la technique de **fabrication assistée** par ordinateur (F.A.O.).

Sur la **figure 8** du n° 13 (Printemps 1980, page 48) nous avons montré, au sujet du N/C routing, comment on peut coter un tracé en partant de deux axes de référence. Sur la **figure 17** du n° 16 (Hiver 80, page 75) les coordonnées de coupe d'ajustage s'inspirent du même principe.

Plus généralement, comme le montre la **figure 2** ci-contre, la construction d'une ligne ABCDEFG est parfaitement définie par les valeurs indiquées en légende. On remarque que les courbes CD, DE et EF peuvent être situées par la position de leur centre (α , β , γ) et la dimension de leurs rayons (R_0 , R et R_1). Une courbe BC peut aussi être décomposée en petits éléments rectilignes tangentiels à chaque point considéré. L'informaticien donne à ces éléments le nom « d'incrément » et le mathématicien dit qu'ils constituent la suite des valeurs que prend la dérivée de la courbe en chacun de ces points constitutifs, autrement dit une suite de tangentes, infiniment petites, au tracé de la ligne. Ce rappel de maths classiques, dont vous voudrez bien nous excuser, est indispensable pour la compréhension de ce qui va suivre au sujet du dessin automatisé.

Machines à dessiner

Partant de l'appareil à dessiner bien connu avec ses deux règles en équerre mobiles autour d'un pivot, les concepteurs emploient des tables appelées coordinatographes dont la photo de la **figure 3** montre un type évolué. C'est un « plotter » (traceur) en coordonnées rectangulaires alors que le schéma de la **figure 4** se rapporte au coordinatographe polaire. Ils peuvent être utilisés manuellement ou au moyen des servo-mécanismes incorporés aux règles coulissantes. La table est généralement lumineuse (cas du cliché).

Certaines tables sont équipées de verniers gradués en mesures métriques et anglaises.

Les commandes peuvent se faire par transmission pneumatique asservie comme dans le cas de certaines machines outils mais, le plus souvent, on préfère le déplacement « pas à pas » sur crémaillère sans jeu.

La résolution de $5 \mu\text{m}$ est obtenue grâce à une réduction placée entre le moteur et la crémaillère et la vitesse de déplacement sur les deux directions atteint 2 à 3 mètres à la minute selon la dextérité et le coup d'œil de l'opérateur.

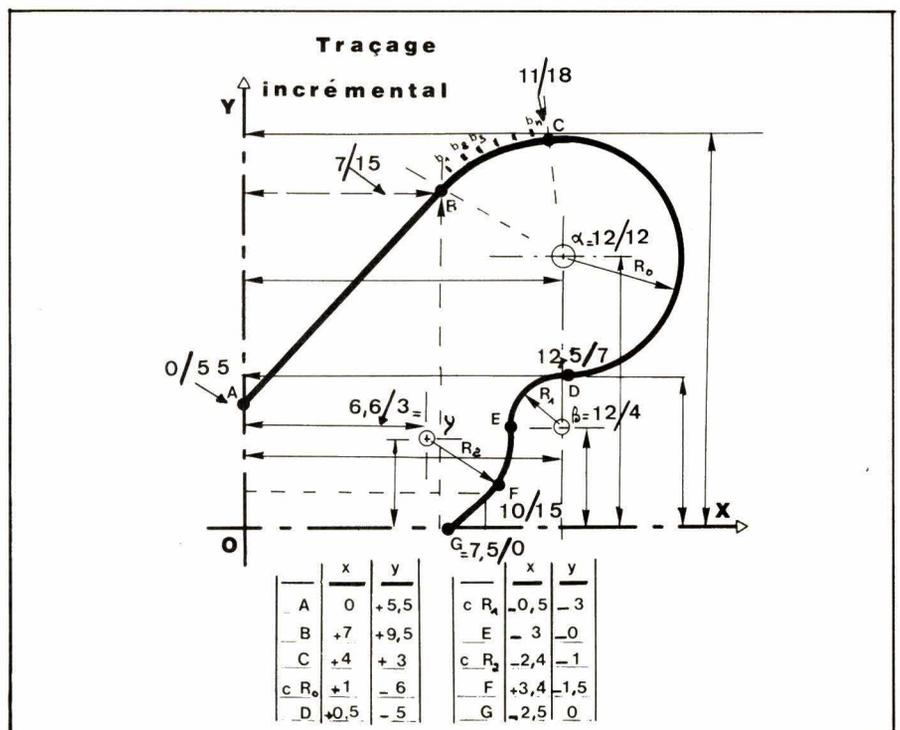


Fig. 2

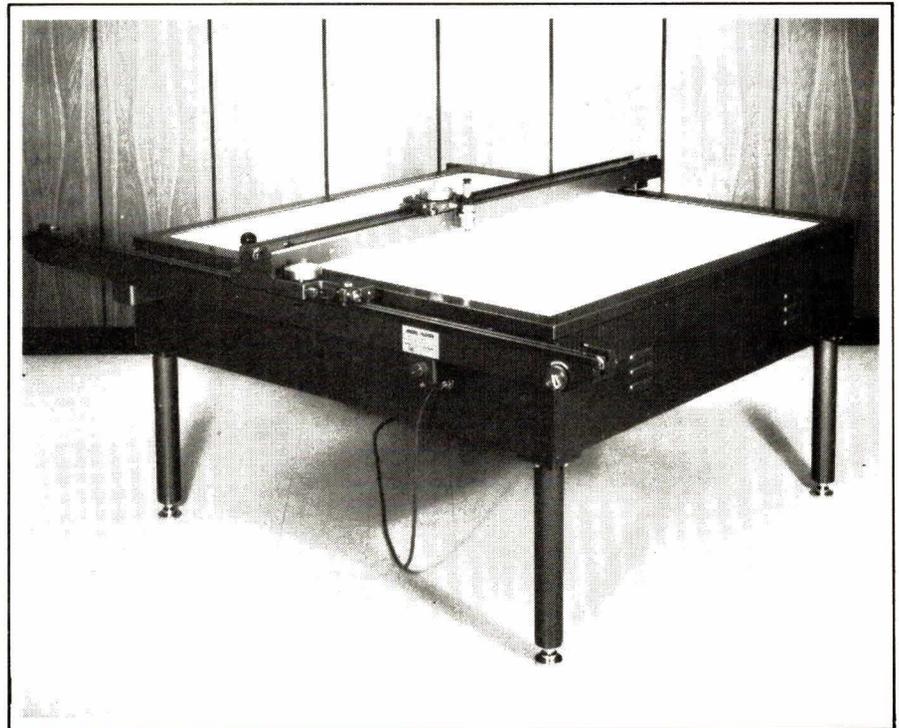


Fig. 3

La broche de traçage peut être équipée d'un viseur microscopique à projection sur dépoli ou même d'une petite caméra TV, afin de suivre le tracé pendant l'opération. Elle peut recevoir un porte-mine, un tire-lignes ou un burin de pelliculage.

La **figure 5** montre le pelliculage sur film « Rubylith » (Ulano) d'un « Artwork master » à grande échelle sur une table traçante manuelle lumineuse. On remarque : la règle graduée latérale, les comparateurs X et Y en extrémité des chemins de glissements et le bras polaire permet-

tant de tracer des lignes suivant des angles. L'opérateur travaille ici à la main car il s'agit d'un circuit hyperfréquences multicouches (2 couches en cours de tracé) nécessitant une très grande précision ($< 1 \mu\text{m}$).

L'usage manuel de la table traçante est réversible et, dans le cas du câblage, c'est surtout dans ce sens qu'elle présente un intérêt. Partant d'un dessin à grande échelle réalisé sur grille normalisée, l'opérateur vise à la loupe les points remarquables du tracé (pastilles de soudage, sommets des angles, etc.) et

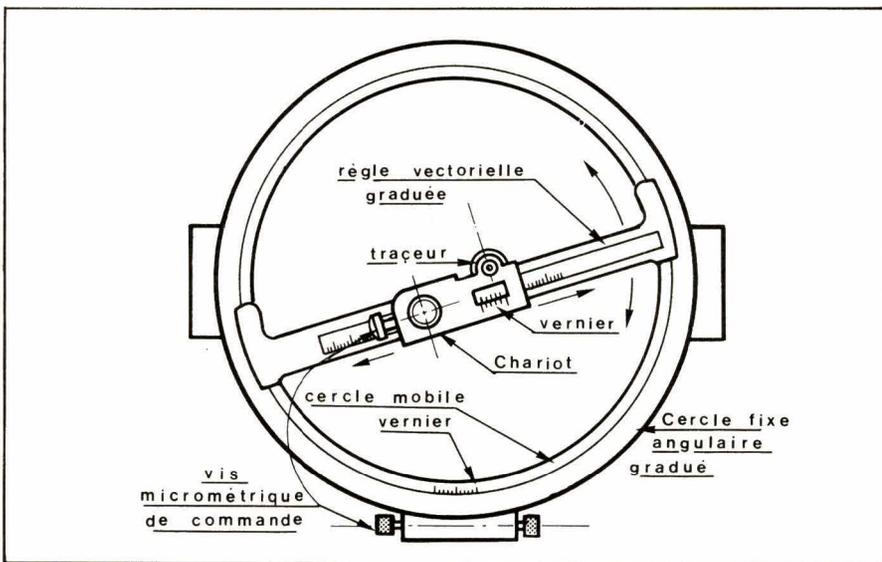


Fig. 4



Fig. 5

les enregistre successivement dans un ordre prédéterminé (sens de lecture visuelle par exemple).

L'enregistrement sur bande perforée ou magnétique, sur disque ou carte part d'un système de capteurs accouplés aux moteurs incrémentaux ou d'un clavier numérique dont dispose l'opérateur. Un type de plotter, déjà ancien, proposé par Haag-Streit AG (Berne) possède des compteurs autorisant la distinction de deux millions de points sur chaque axe avec une définition max. de 5 μm .

Une interface transcrit, à travers une mémoire tampon (buffer), les valeurs des coordonnées ainsi captées et les envoie au perforateur, à la tête magnétique ou à l'ordinateur pour traitement. Ainsi enregistrées les positions peuvent être utilisées à de nombreuses opérations :

- Confection de masques
- Programme de perçage
- Soudages sélectifs
- Usinages
- Dessin architectural et topographique.

Digitaliseurs

Le premier type de dispositif de dessin automatique, avec lequel on peut d'ailleurs généraliser l'emploi de l'ordinateur et du microprocesseur, c'est « l'Automated Draughting » comme disent les Anglo-saxons, car c'est bien, en effet, de dessin définitif à partir d'un « brouillon » qu'il s'agit. On part d'un dessin à main levée réalisé sur grille au pas choisi, comme il est indiqué sur la **figure 6**.

Le principe des digitaliseurs est

basé sur l'activation physique d'une grille incorporée à une table à dessin. Cette activation est le plus généralement constituée d'un champ électromagnétique disposé sous forme de points actifs alignés. Avec l'optimisation, une résolution de 100 lignes par cm est possible grâce à des circuits à boucle asservie et d'activation sélective reliés à un curseur ou un stylet.

La surface de travail est partagée en carrés dont chacun est successivement activé par le positionnement du curseur ou le pointage du stylet. A l'intérieur de ce carré, le point d'intersection XY le plus proche est alors transmis par ses coordonnées à l'unité électronique et éventuellement au dispositif d'affichage. Le dessin de la **figure 7** montre un cheminement de 4 points en considérant que le point zéro a été arbitrairement choisi au centre. Le curseur étant centré sur un point à enregistrer, l'opérateur déclenche la numérisation des cotes selon un mode prédéterminé et une échelle choisie s'il y a lieu (off-line ou on-line).

La photographie de la **figure 8** montre le matériel ultra-moderne de « Computervision ». De droite à gauche on voit :

- Le mini-ordinateur avec son dérouleur de bande magnétique CGP.100 conçu spécialement pour les applications graphiques.
- Le plan digitaliseur avec son curseur et son stylet pour la saisie de coordonnées.
- Les dispositifs de visualisation (devant) dont l'un est destiné au système interactif avec son crayon électronique.
- La table interactive Interact IV (à l'arrière plan) sur laquelle on distingue les poussoirs de manœuvre et de dialogue solidaires de la règle horizontale.

Le dessin interactif

Le premier stade du dessin automatisé que nous venons de décrire n'est qu'une époque dans la marche vers la fiabilité absolue. Partant d'une esquisse comme celle de la **figure 6** on admet, à priori, que le schéma est viable et que sa matérialisation est optimum. Le risque de fautes est pourtant encore important mais l'approche ne requiert que des principes d'automatisme élémentaire.

Si l'on veut se baser sur le schéma pour tracer le câblage défini-

tif, il faut alors faire appel aux moyens de l'informatique et le microprocesseur contribue largement au succès de la méthode.

L'idéal serait donc d'exprimer un « souhait » et d'attendre que la machine se « débrouille » toute seule pour faire un tracé définitif.

Avec un programme partant d'une analyse rationnelle, il est possible de traiter des informations symboliques pour les matérialiser et les classer dans une bibliothèque (on dit aussi Macrolibrairie) que l'on peut ensuite « interroger » pour effectuer une implantation optimum d'éléments standards plus ou moins complexes : DIL, SIP, discrets, R, C, etc.

C'est le dessin « interactif » qui permet de réussir une implantation répondant aux exigences du concepteur le plus difficile. Son application s'étend à de nombreuses techniques parmi lesquelles celles du câblage et du circuit électronique ne représentent qu'un faible pourcentage.

De nombreuses structures telles que celles de l'automobile, de l'architecture, de la cartographie et de la recherche fondamentale peuvent faire appel à la C.A.O. Le dessin assisté n'est pas limité à sa figuration dans le plan et la troisième dimension fait partie de ses possibilités.

En mode interactif l'homme est en dialogue constant avec l'ordinateur. Il apporte son intelligence et sa technicité en comptant sur le C.P.U. pour la rapidité et la précision dans l'accomplissement de l'ordre. Lorsque le digitaliseur est équipé d'un stylet celui-ci peut être employé à la façon d'un crayon et même équipé de mines de couleurs afin de différencier visuellement les faces du câblage. Le tracé de la figure 6 est exécuté de cette façon en trois couleurs : vert pour les verticales côté composants, bleu et rouge pour les horizontales et raccords côté soudures.

Les informations sont consignées en bas à droite avec la largeur des lignes. Le film résultant concerne un câblage de 80 x 94 mm double face avec 7 DIL à 14 pins et quelques composants discrets.

On commence par placer les boîtiers et les éléments passifs selon les normes classiques et l'on procède à l'établissement d'un sous-programme qui prédétermine :

- les traces verticales face A et horizontales face B

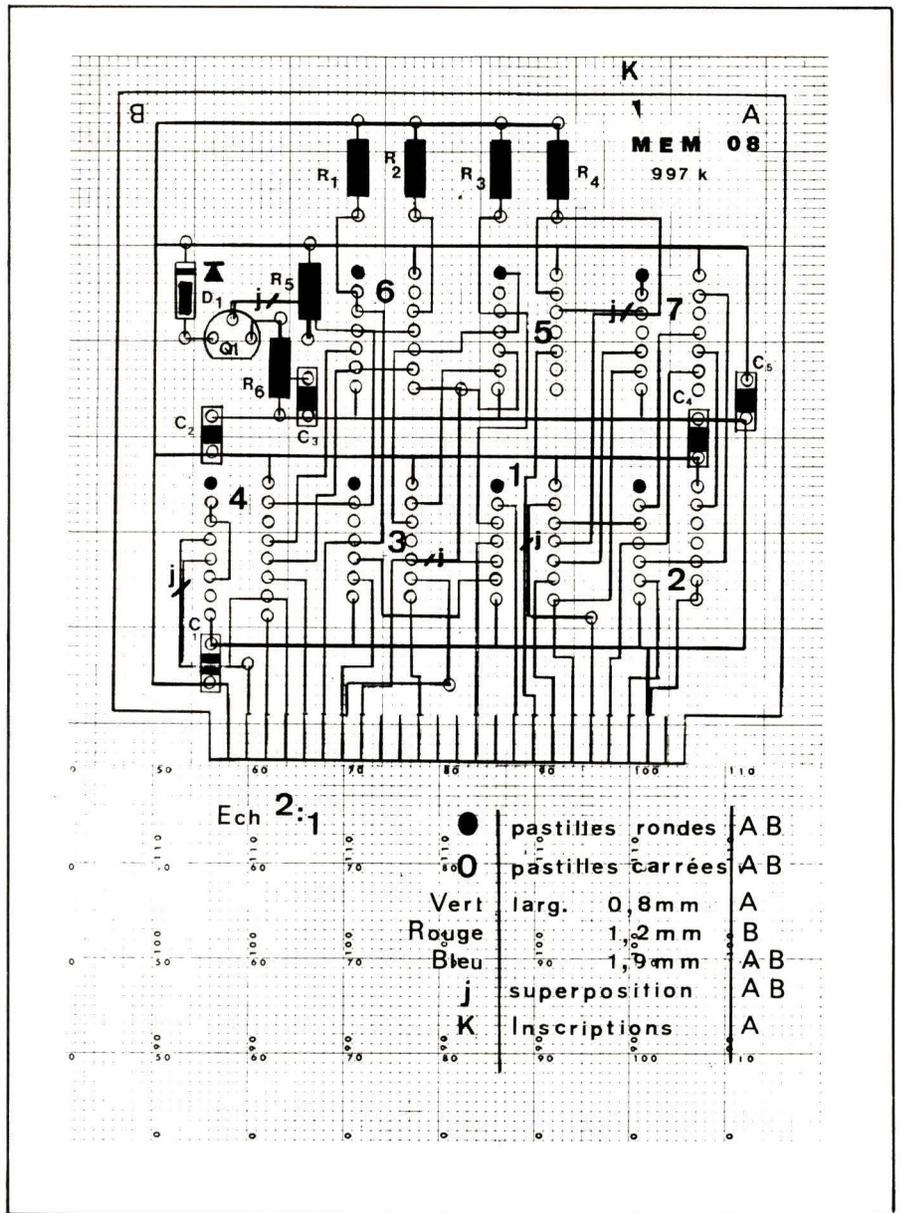


Fig. 6

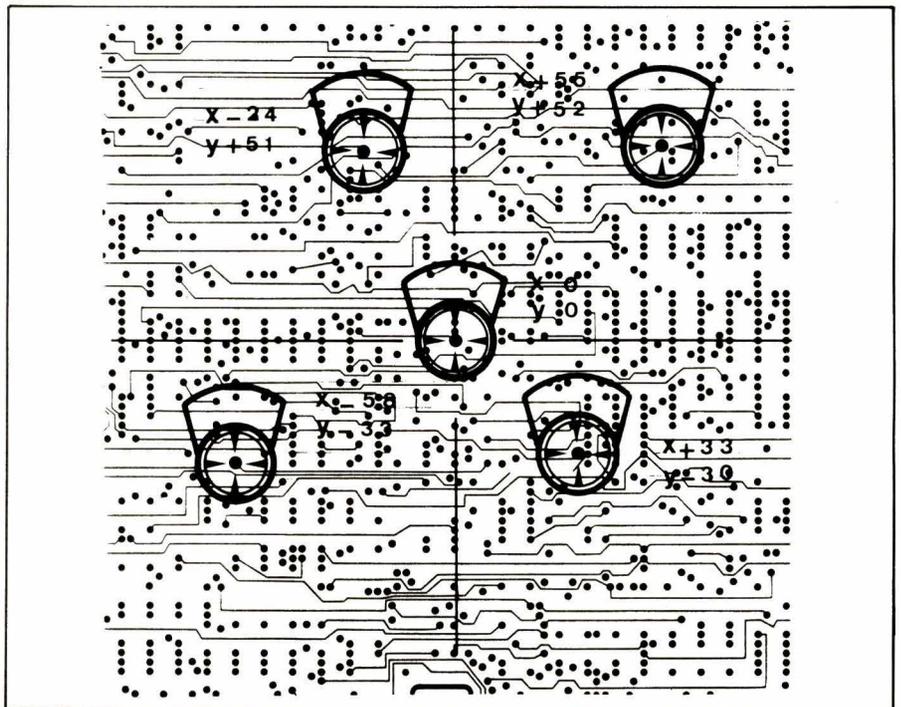


Fig. 7



Fig. 8. — Ensemble complet de conception assistée (CAO) et de dessin automatique interactif. (Document Computervision.)

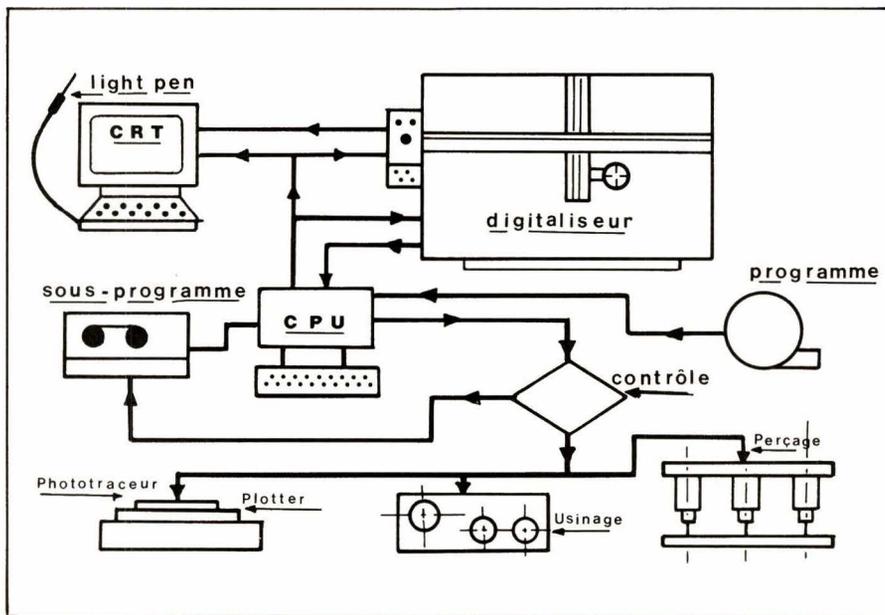


Fig. 9

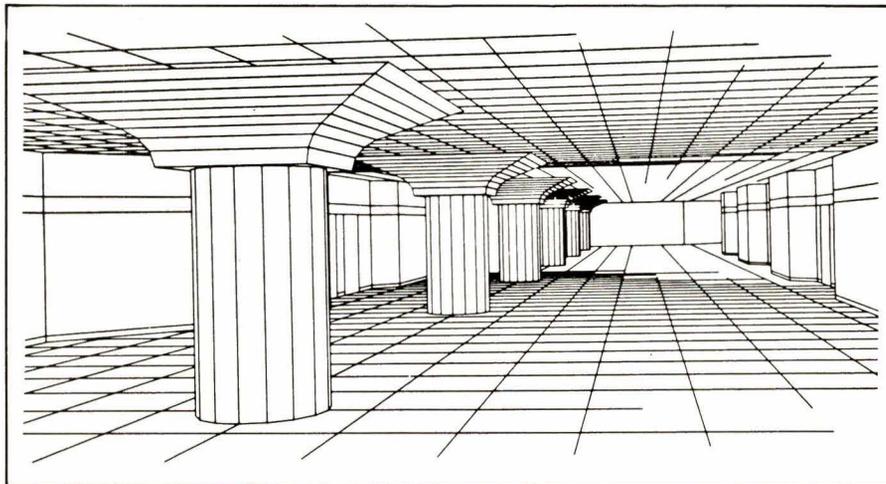


Fig. 10

- les liaisons complémentaires face B.
- les largeurs, les espaces d'isolement.
- les formes et dimensions des pastilles en partant des diamètres de perçage.
- les textes à graver sur la face A.

Lorsque l'installation comporte un terminal de visualisation, l'opérateur contrôle d'abord les informations avant de les mémoriser (bufferisation), car ce sont elles qui, par la suite, vont servir de comparaison avec le tracé pendant son établissement.

Si, à la restitution, l'opérateur commande la sortie d'un DIL, par exemple, celui-ci ne peut se placer que dans les conditions pré-établies au programme. En cas d'erreur, un signal visuel, ou auditif, est déclenché et la digitalisation n'est pas exécutée au terminal. L'écran de visualisation mentionne l'erreur et lorsque l'ensemble comporte une imprimante, le listing reçoit en code l'indication de l'erreur.

L'interactivité du dispositif prévoit qu'à ce moment le mécanisme est bloqué et que le processus ne va reprendre que lorsque les conditions optima vont être rétablies. En régime automatique simple, l'erreur aurait été enregistrée et rien n'aurait pu en avvertir l'opérateur. Pour revenir à la méthode interactive, le dessinateur peut à tout moment modifier un élément du programme dans sa transcription, **même si l'ordre a déjà été exécuté**. Une correction survient alors et s'inscrit sur la bande magnétique ou, s'il s'agit d'un support perforé (bande ou carte), provoque l'annulation d'un signe ou d'un bloc et reconpose la perforation.

L'appareil interactif offre aussi la possibilité de reprendre, une bande digitalisée par un autre système. S'il s'agit d'un support que le lecteur peut exploiter mais qui doit être complété ou modifié, le digitaliseur interactif assure la visualisation du circuit et produit une nouvelle bande tenant compte des ordres complémentaires tapés au clavier ou confectionne directement le nouveau dessin sur la machine à dessiner ou le phototraceur associé.

Sur la **figure 9** nous avons dessiné le diagramme de l'organisation « Conception automatique interactive » (DAI en anglais, soit Design Automation Interactive).

Les **figures 10 et 11** montrent deux applications spécifiques dans lesquelles la troisième dimension est analysée (Fortran 3D). Les firmes telles que Citroën, Peugeot, Renault,

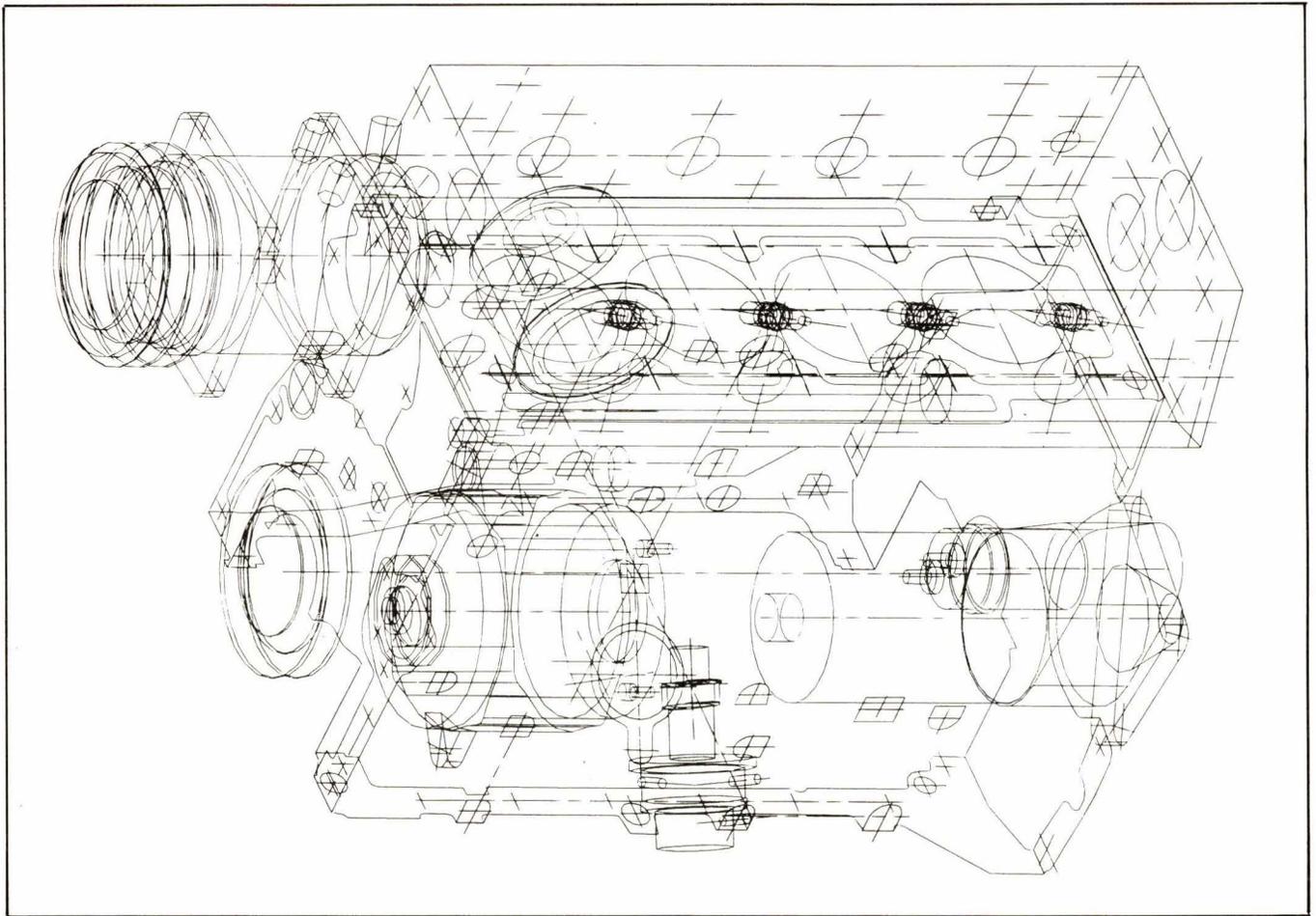


Fig. 11. — Dessin exécuté par Benson. Implantation de moteur (RA 30 — RNUR).

Saviem et autres font appel à la CAO pour optimiser les formes de pénétration dans l'air en fonction des puissances des moteurs et de l'habitabilité des structures. Toutefois, beaucoup d'autres facteurs sont entrés dans la macrobibliothèque en raison des codifications réglementaires appliquées aux véhicules automobiles. Des considérations du même ordre interviennent pour l'étude de profils aérodynamiques en aéronautique.

Gerber, l'un des principaux fabricants de tables digitalisantes, a équipé plusieurs constructeurs d'automobiles, non seulement pour l'étude des formes mais également pour les plans d'usinage des outils d'emboutissage des flans constitutifs de la carrosserie.

En électronique, le prolongement du « Design » peut également se concevoir aux niveaux de l'usinage et du packaging qui inclut également l'étude des considérations thermiques pour les microcircuits. Les anglo-saxons désignent cette importante investigation par le sigle « PDM-TAP » (Packaging Designers Micro-circuit Thermal Analysis Program). Elle conduit à la détermination précise des puissances dissipées à la surface des substrats par appli-

cation d'un programme appelé « Canned ». Dans ce type de programmation, on imagine le boîtier comportant une ou plusieurs plaquettes, chacune divisée en un certain nombre de carrés numérotés en spirale depuis un angle extérieur vers le centre du substrat. Partant de la puissance dissipée totale sur un substrat, on simule 25 puissances divisionnaires et on mesure l'élévation de température de chaque carré. On opère ensuite avec 2, 3, etc., plaquettes superposées et une nouvelle série de mesures est effectuée. De cette façon une statistique de base peut être enregistrée et, par comparaison, servir à déterminer les constantes thermiques d'une grande variété d'assemblages. Ce sont les mêmes principes qui sont mis à profit pour établir les coefficients d'ensoleillement en matière d'architecture ou ceux concernant les angles de visibilité, directe ou retro, dans le dessin des carrosseries d'automobiles.

Conception interactive des circuits électroniques

La conception, le dessin et la fabrication des câblages et circuits

électroniques peuvent toutefois, se contenter d'installations moins encombrantes tout en assurant une précision et une fiabilité équivalentes à celles des digitaliseurs que nous venons de décrire.

Le matériel, ici, ne constitue pas la principale qualité du procédé et c'est au niveau du logiciel qui, dans l'idéal, devrait faire appel à des ordinateurs puissants que se situe la difficulté.

La gestion d'une bibliothèque importante de données semble donc difficile à se justifier pour ce type d'applications car l'investissement et le coût d'exploitation sont hors de proportions avec le prix d'une platine ou d'un circuit.

La solution qui, pour le moment, semble donner satisfaction, fait appel à la multiprogrammation et le temps partagé (time-sharing) mais surtout à des mini-ordinateurs peu coûteux travaillant plutôt en terminal interactif.

Le projet Apligraf de la CISI (Cie Internationale de Service en Informatique) offre, même aux PMI, une solution évolutive à la conception assistée constituée, autour d'un microprocesseur, d'un clavier alphanumérique, d'une console graphique

et d'une sortie sur organe traceur, le tout commandé par un réseau de télé-informatique.

En second stade, l'utilisateur peut substituer le traitement par mini-ordinateur particulier à celui distribué par un réseau de time sharing. Aux USA, on a même institué un système de transmission (Vectron Graphic Systems) utilisant le réseau téléphonique susceptible de commander simultanément 20 stations interactives sans dégradation de la réponse.

A titre d'exemple, nous allons décrire un type de matériel auto-interactif maintenant très utilisé par l'industrie électronique.

L'interact permet à un périphérique de recevoir les éléments fournis par le CPU et de les modifier ou compléter avant de les mettre en mémoire. Au départ, le technicien rentre un schéma de base sur le terminal interactif. Le schéma, numéroté, peut déjà avoir été testé par simulation.

Le dialogue relatif au placement s'effectue sur la base d'un algorithme, dit algorithme de Lee (1), qui constitue le principe du tracé des circuits.

La **figure 12** schématise le cheminement d'une ligne de câblage tracée de telle manière que, partant de P pour aller en P₁ son éloignement de tout environnement demeure inférieur ou égal à une valeur fixée a priori (ΔW) par calcul ou arbitrairement. Autrement dit : le tracé d'une liaison résulte de la recherche exhaustive des cellules successivement rencontrées par un « front d'onde » et du chaînage de

(1) Algorithme vient du nom d'un mathématicien arabe (X^e siècle) : Al Khovaresmi.

ces cellules pour constituer la liaison.

Qu'il s'agisse de lignes de surfaces quelconques ou d'ensembles de figures, la théorie reste la même et ce sont les informations du programme qui fixent les éléments. Par exemple :

- liaison possible $L \geq 2 \Delta W$
- liaison impossible $L < \Delta W$
- Composant plaçable si l'environnement $\geq \Delta W$
- Composant implaçable si l'environnement $< \Delta W$
- distance $P \rightarrow P_1$ la plus courte possible.

Ce n'est toutefois pas le seul algorithme intervenant dans la circuiterie car d'autres précautions sont à prendre, (capacités, parasites, claquages etc.) et nécessitent l'intervention d'une intelligence. L'ordinateur ne raisonne pas, il réduit seulement le temps de recherche de l'optimum en fonction d'une foule de possibilités qui lui ont été données. La faculté conversationnelle du dispositif aboutit à :

- 1) identifier.
- 2) amplifier ou réduire.
- 3) déplacer
- 4) modifier
- 5) effacer.

Sur la photographie de la **figure 13** l'opérateur ajuste sur une amplification d'une portion d'image (effet zoom), un espacement que l'algorithme avait mal dessiné. Il déplace son « light-pen » sur une tablette digitalisante mais il aurait très bien pu faire la correction directement sur l'écran avec le même stylet (**fig. 14**).

Sur les dessins de la **figure 15**, nous avons fait figurer deux étapes d'une optimisation de platine comportant 7 boîtier DIL. Au début, l'opérateur donne les ordres successifs correspondant aux 7 boîtiers dont il puise la figuration dans sa bibliothèque en les appelant sur son programme de base. Une indication codée apparaît sur l'écran, à droite sur la **figure 14**. Il « entre » ensuite la liste des connexions avec leurs largeurs mais sans se préoccuper de

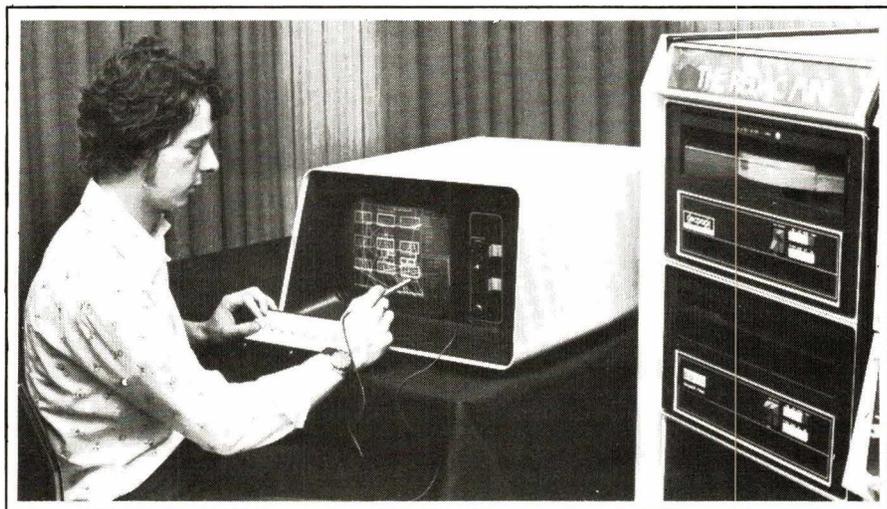


Fig. 14. - Implantation de circuit imprimé sur terminal graphique à rafraîchissement sur « Mini-Rédac ».

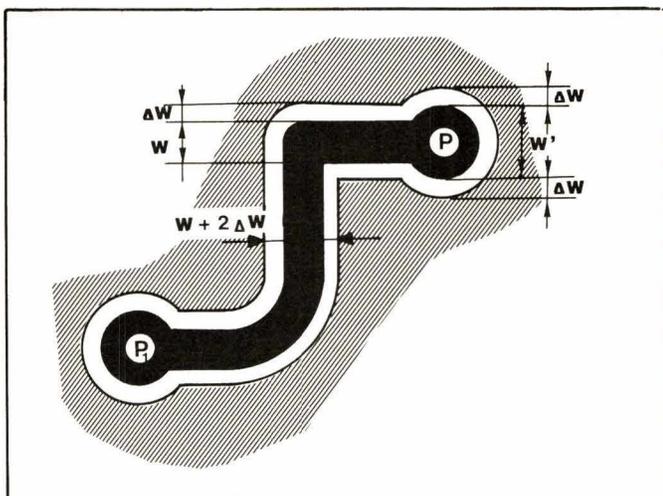


Fig. 12



Fig. 13

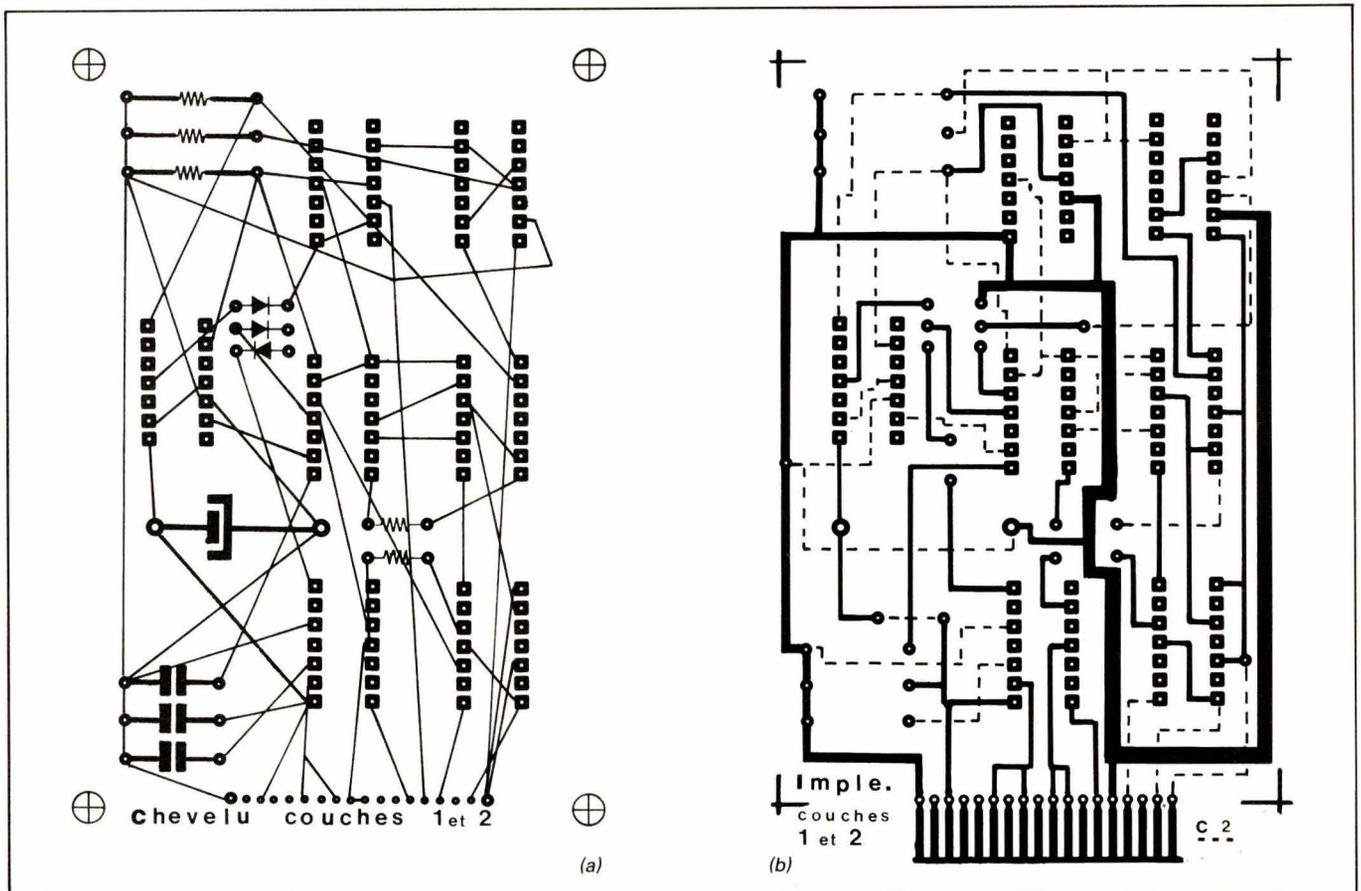


Fig. 15 (a) et (b)

leurs positionnement relatifs. Il minimise les longueurs, ce qui place les boîtiers de la façon représentée sur la **figure 15**. Elle ressemble à un Wrapping.

Les emplacements définitifs des composants discrets sont placés par des algorithmes automatiques (dimensions, coordonnées, isolement), et la ligne de masse est esquissée (**Fig. 15 A**). L'ordre du tracé automatique fait alors apparaître le câblage (**fig. 15 B**). S'il reste certaines pastilles « célibataires » c'est que la liaison est interdite (croisements ou sens non conformes). Elles seront tracées avec la seconde face en brillance atténuée. Enfin, si certaines liaisons sont absentes, il faut les tracer au photostyle ce qui obligera peut-être à déplacer ou effacer certaines lignes déjà optimisées. A chaque opération un code sur l'écran avertit éventuellement de l'erreur.

Selon les appareils, il y a plusieurs façons de contrôler la conformité du tracé et la plus simple consiste à comparer l'écran avec des éléments graphiques sur film. Toutefois, si le programme de base a été établi par un spécialiste du « software », l'erreur est signalée pendant l'interact et la seule capable de subsister provient alors des programmes secondaires établis par l'utilisateur, ou de ses manipulations. Une méthode

plus sophistiquée est le contrôle automatique par comparaison au schéma chiffré et programmé au début de la conception.

Quoi qu'il en soit, lorsque l'optimum jugé est atteint, on lance l'ordre de traduction sur table de tracé (graphique ou photographique) et de mémorisation sur bande magnétique ou perforée. A ce stade, la modification est encore possible même sur bande papier, où l'effacement est remplacé par une nouvelle perforation au niveau de la substitution.

Cette mémorisation peut donc aboutir aussi à la fabrication automatisée aux niveaux :

- des typons de sérigraphie
- de la commande de perçage/ dé-tourage
- de l'insertion automatique
- du design des packages (F.3D)
- du test automatique.

Au sujet du test consécutif à la conception, on peut signaler le programme Astec 3 de la CISI qui, prenant pour base la description d'un système (circuit ou mécanisme), simule son fonctionnement selon un régime défini. La comparaison du tracé exécuté avec son modèle ainsi simulé permet de faire apparaître les défauts de la réalisation.

Les écrans de visualisation

La visualisation est exécutée généralement sur écran à persistance ou écran à mémoire. Ce genre d'écran permet une précision notable surtout lorsqu'il s'agit de figures à haute densité. Le spot étant généré par un faisceau cathodique, le temps de réponse est long lorsqu'il faut attendre l'effacement pour reprendre une image différente. Pour contrôler le cheminement du spot, il faut souvent régénérer l'image lorsqu'on exécute certaines manœuvres : agrandissement (zooming), extraction (panning) ou effacement. Les systèmes interactifs comportent de ce fait un dispositif de rafraîchissement qui active le bombardement selon une cadence d'environ 60 fois à la seconde.

La nouvelle génération de visualisateurs tend à se libérer de cette contrainte en adoptant le système « Raster scan » autrement dit : à balayage, comme dans un tube T.V. La trame est établie par une mémoire qui la stocke sous forme d'éléments appelés « pixel » (picture element). C'est la formule moderne... décrite en juillet 1965 dans une note d'information (IND 19) de la R.T.C. !... Maintenant, avec le raster scan on peut travailler sur écran couleur.

Les terminaux graphiques

La table à dessiner, dont nous avons parlé au début (fig. 3) peut être associée à n'importe quel dispositif de CAO pour constituer un terminal graphique sous réserve de mettre en œuvre une interface convenable.

De nombreux constructeurs produisent des traceurs (plotters) capables d'être associés aux systèmes de conception automatisée et actuellement « Benson » semble détenir une certaine avance en la matière. Utilisable dans toutes les disciplines et particulièrement l'architecture et l'industrie, la machine à tambour 5342 peut dessiner à la vitesse de 0,80 m/seconde avec une résolution de 12,5 microns sur une surface de 0,84 × 1,18 m (format AO). Un lecteur de bande magnétique peut lui être associé par le constructeur et elle travaille aussi en représentation 3D.

Pour la confection de masques en circuiterie électronique on fait plutôt appel aux phototraceurs. La photographie de la figure 16 montre la machine « Secrol 34 » à tête optique laser qui offre une particulière qualité dans la précision. Les plans de mouvements X et Y sont en granit afin de conserver une parfaite stabilité de fonctionnement. Une armoire de commande à ruban perforé 8 pistes peut être fournie, mais tout autre système à interface appropriée peut assurer la direction.

Basée sur le même principe, Secrol propose aussi une perceuse automatique digitale.

Les prolongements de la CAO

Cette faculté d'automatiser le dessin serait incomplète si, à partir des éléments de simulations graphique et fonctionnelle, on ne pouvait générer les séquences de fabrication et de test. Les américains ont adopté le système CAD/CAM = « Computer Aid Design and Manufacturing ». Ce qui signifie que l'on envisage toutes les étapes depuis l'étude du schéma jusqu'au test automatique en passant par tous les stades de l'usinage. En français, nous traduisons par :

CFAO = DAO (dessin assisté par ordinateur) + ADAO (analyse du dimensionnement assistée par ordinateur) + FAO (fabrication assistée par ordinateur).

P. LEMEUNIER

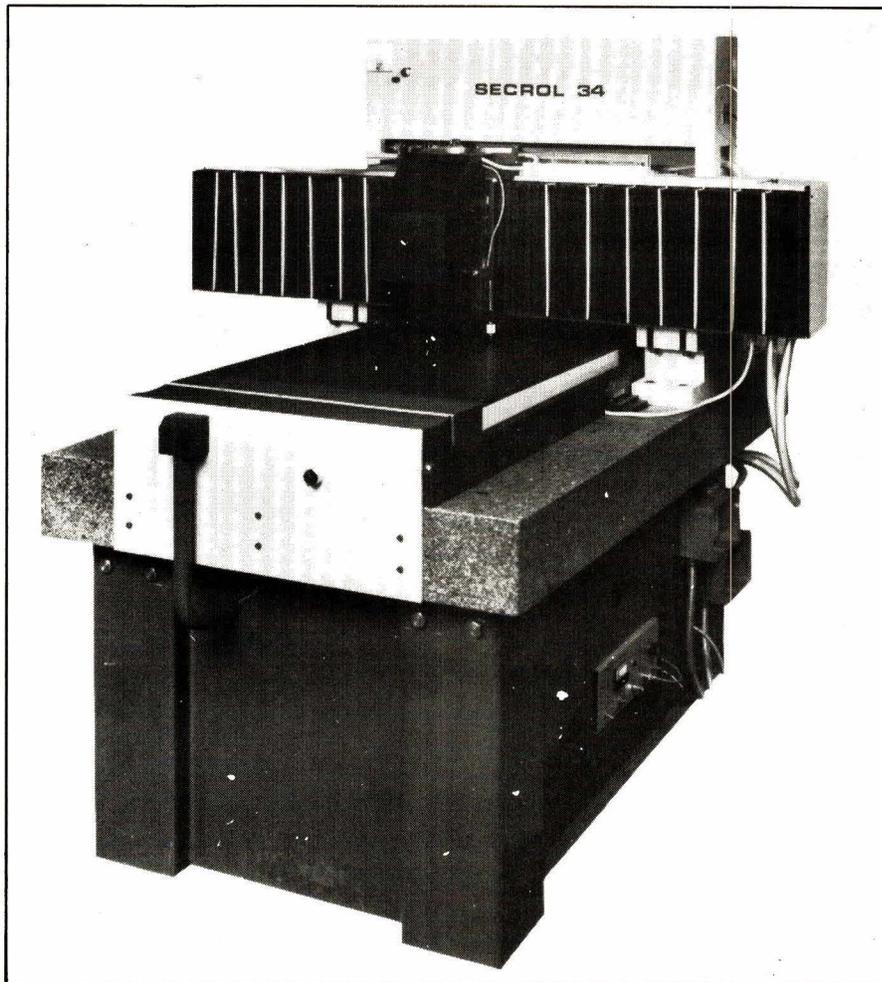


Fig. 16

Complément aux articles sur les hybrides

Dans nos numéros 15 et 16 nous avons indiqué quelques fournisseurs de matériels destinés à la micro-électronique.

Au sujet des dépôts en couches minces, nous n'avons cité que des fournisseurs étrangers. Il nous est agréable de compléter cette liste par le nom d'un constructeur français de machine à usinage ionique :

« La physique Appliquée Industrie » : Parc Moderne d'Entreprise, 16, rue André-Ampère, Saint-Ouen-L'Aumône, B.P. 700, 95004 CERGY. Tél. : (3) 037.40.95.

Quelques fabricants et fournisseurs pour le dessin automatique

A — Tables à dessiner - Phototraceurs (y compris électrostatiques)

Benson S.A., Zone industrielle « Les Petites Haies », 1, rue Jean-Lemoine, 94015 Créteil. Tél. : 899.10.90. (SERVICE LECTEURS N° 30)

Blet S.A., 132, rue du Fg-St-Denis, 75010 Paris. Tél. : 206.44.16. (Haag-Streit A.G. Suisse). (SERVICE LECTEURS N° 31)

Calcomp (Gould Inc.), 43, rue de la Brèche-aux-Loups, 75012 Paris. Tél. : 344.15.07. (SERVICE LECTEURS N° 32)

Contraves, Schaffhauserstrasse 580, CH-8052 Zurich, Suisse. Tél. : 01-83.3800. (SERVICE LECTEURS N° 33)

Ferranti Cetec Graphics Ltd, Ferry Road Edinburgh EH5 2XS Scotland. Tél. : 031-343 2171. (SERVICE LECTEURS N° 34)

Intertrade Scientific (Xynetics), 32, place de la Loire, Silic 441, 94593 Rungis Cedex. Tél. : 687.32.30. (SERVICE LECTEURS N° 35)

Secmai (Secrol), 21 bis, rue du Parc, 94140 Alfortville. Tél. : 375.49.22. (SERVICE LECTEURS N° 36)

B — Tables digitales et systèmes interactifs

Firmes déjà citées ci-dessus :

Benson.

Blet (Haag-Streit).

Contraves.

Secmai.

FIRMES FRANÇAISES DISTRIBUTRICES :

Tekelec-Airtronic, (Aydin, Princeton, Quest, Science Accessories Corp., Versatec Inc., Zeta) Cité des Bruyères, B.P. 2, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35. (SERVICE LECTEURS N° 37)

Auto-Trol (USA), B.P. 89, Z.I. Courtabœuf, av. de la Baltique, 91404 Orsay Cedex. Tél. : 707.72.80. (SERVICE LECTEURS N° 38)

Calcomp (Calcomp, Dunn Instruments, Sanders Associates Inc.). (Déjà cité.)

Calma et Cie (USA), 9-11, rue Benoît-Malon, 92150 Suresnes. Tél. : 772.70.90. (SERVICE LECTEURS N° 39)

Gerber (USA), 19, av. Léon-Gambetta, 92120 Montrouge. Tél. : 657.14.25. (SERVICE LECTEURS N° 40)

Graphael (Summagraphics USA), ZAC de Mercières, 60200 Compiègne. Tél. : 423.04.86. (SERVICE LECTEURS N° 41)

Hewlett-Packard (USA), Quartier de Courtabœuf, B.P. 6, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.25. (SERVICE LECTEURS N° 42)

I.S.T.C., 7-11, rue Paul-Barruel, 75015 Paris. Tél. : 306.46.06. (SERVICE LECTEURS N° 43)

Intertrade-Scientific (Altek, Applicon, Lexidata). (Déjà cité.)

Metrologie, Tour d'Asnières, 44, av. Laurent-Cely, 92606 Asnières Cedex. Tél. : 791.44.44. (SERVICE LECTEURS N° 44)

Perkin-Elmer (USA), 83-85, av. Aristide-Briand, 94110 Arcueil. Tél. : 664.18.58. (SERVICE LECTEURS N° 45)

Phymetron (Numonics USA), 7, rue Sorbiers, 75020 Paris. (SERVICE LECTEURS N° 46)

Prime Informatique S.A., 33, rue Fernand-Forest, 92150 Suresnes. Tél. : 772.91.17. (SERVICE LECTEURS N° 47)

Racal-Redac S.A. (USA), Les Mercuriales, 40, rue Jean-Jaurès, 93176 Bagnolet Cedex. Tél. : 362.15.81. (SERVICE LECTEURS N° 48)

Sored (Adage, A.E.D., G.T.C.O., Houston Instrument, Magnavox Overseas Ltd.), 3-13, rue des Suisses, 92003 Nanterre. Tél. : 724.19.54. (SERVICE LECTEURS N° 49)

Techdata (Chromatics, Grinnell Systems, Matrix Instruments Inc.), 40, rue des Vignobles, 78400 Chantou. Tél. : 952.62.53. (SERVICE LECTEURS N° 50)

Tektronix (USA), B.P. 13, av. du Canada, Z.I. de Courtabœuf, 91401 Orsay. Tél. : 907.94.00. (SERVICE LECTEURS N° 51)

Telefunken-A.E.G. SA France, 6, bd du Gal-Leclerc, 92115 Clichy. Tél. : 739.33.10. (SERVICE LECTEURS N° 52)

Theta Systèmes (Ramtek, Imlac, Theta, Oatagrid), 2 bis, rue Jules-Breton, 75013 Paris. Tél. : 928.21.20. (SERVICE LECTEURS N° 53)

C — Dispositifs CAO Constructeurs étrangers

Digital Graphic Ltd (Canada), 90, Don Park Road, Markham, Ontario L3R 9Z9. Tél. : (461) 493 9622. (SERVICE LECTEURS N° 54)

D - Mac Ltd. Sales Div. Shaftesbury St. High Wycombe, Bucks HP 11 2NA UK. Tél. : (0494) 34641. (SERVICE LECTEURS N° 55)

D — Logiciels

Cie Internationale de Service en Informatique (CISI), 35, bd Brune, 75680 Paris Cedex 14. Tél. : 539.25.10. (SERVICE LECTEURS N° 56)

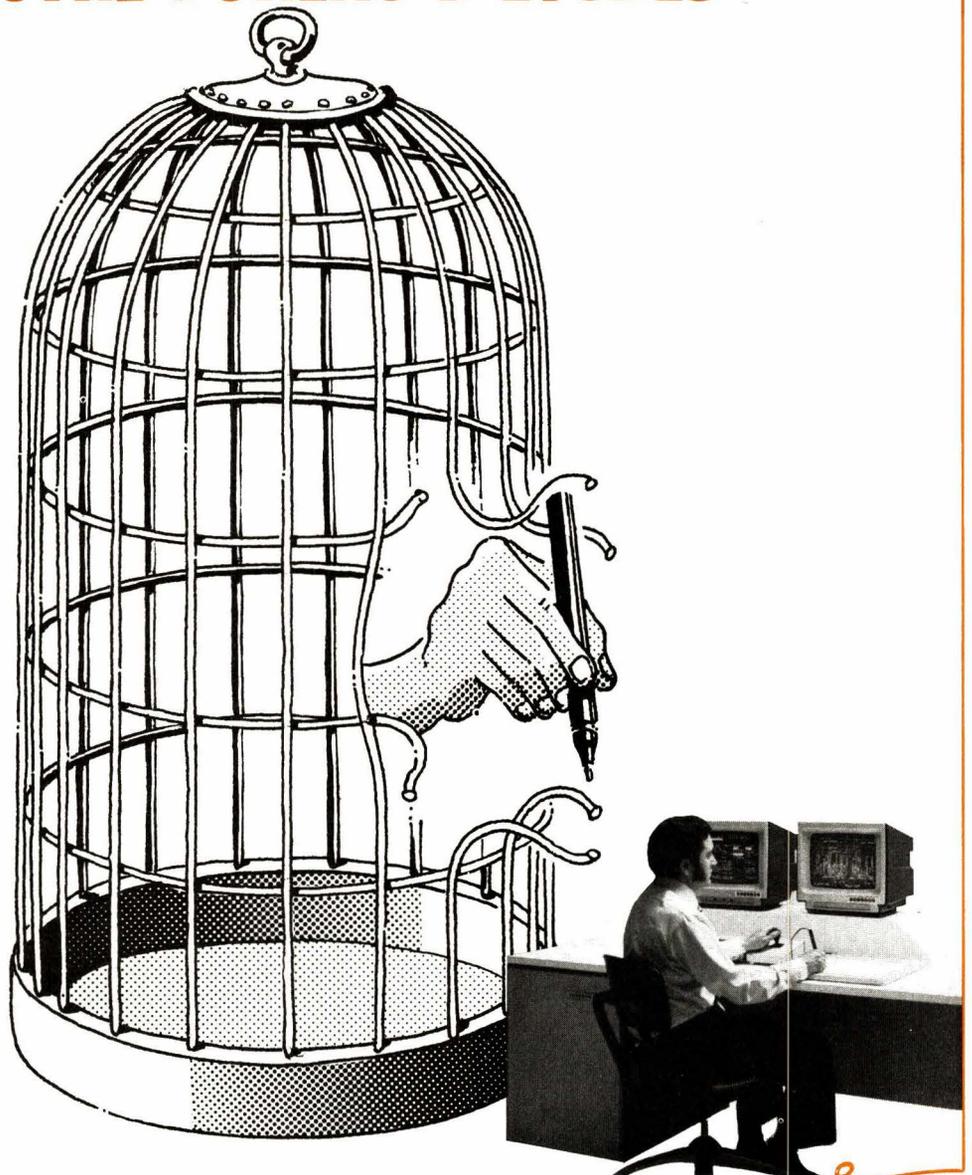
Compeda (Gaelic Program), Ismaninger Str. 102 Munich W. Germany. Tél. : (089) 987800, ou Banstraat 2, The Hague, Netherlands. Tél. : (070) 452415. (SERVICE LECTEURS N° 57)

SESA, 30, quai National, 92806 Puteaux. Tél. : 776.41.00. (SERVICE LECTEURS N° 58)

Nota : Etant donné l'évolution rapide que prennent actuellement les techniques de dessin automatique, il est bien entendu que cette liste n'a pas la prétention d'être exhaustive.

CONCEPTION ASSISTEE PAR ORDINATEUR

LIBEREZ LA CREATIVITE DE VOTRE BUREAU D'ETUDES



Les fonctions d'exécution sont une perte de temps: confiez-les à l'IGS 500.

Le système interactif graphique IGS 500, de CALCOMP, sait (presque) tout faire en matière de dessin technique et industriel (mécanique, bâtiment, électricité)... et vous pouvez lui apprendre le reste en fonction de vos applications: c'est un système "ouvert". Avec l'IGS 500 - facile à utiliser par des non-informaticiens - dynamisez votre bureau d'études, augmentez sa productivité, réduisez les coûts et délais: passez à la vitesse supérieure!

Renseignez-vous sur la C.A.O. et l'IGS 500:

CALCOMP

DIVISION SYSTÈMES INTERACTIFS

43, rue de la Brèche-aux-Loups - 75012 PARIS - Tél. 344.15.07 - Télex 680 684

Renseignez-vous
sur la C.A.O. et l'IGS 500:

NOM: _____

FONCTION: _____

SOCIÉTÉ: _____

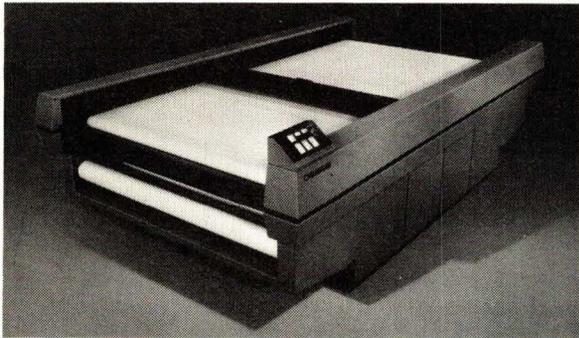
ADRESSE: _____

TÉL.: _____



XYNETICS

Table traçante à moteur linéaire
sur coussins d'air : de 84 cm x 112 cm à 183 cm x 488 cm
3 G - 40 IPS



ALTEK

Tables à digitaliser

LEXIDATA

Processeur d'images vidéo N / B et couleur

ITS



Applicon

Traceur couleur à jet d'encre

**ITS, 32, place de la Loire, Silic 441,
94593 Rungis Cedex / Tél. : 687.32.30**

SERVICE-LECTEURS N° 204



OK. MACHINE and TOOL CORP BRONX NY (U.S.A.)

CONNEXIONS PAR
ENROULEMENT
SUIVANT NFC-93.021



TOUTE LA TECHNIQUE WRAPPING

WRAPPING INDUSTRIEL UNE GAMME TRÈS COMPLÈTE



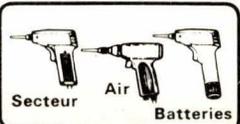
INDUSTRIE

Outils à main :
Enrouleurs
Dérouleurs
Dénudage



INDUSTRIE

Pistolets
+
Enrouleurs et manchons



Secteur

Air

Batteries



INDUSTRIE

Machines
semi-automatiques
(X, Y)
à commande numérique



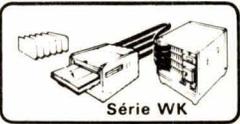
INDUSTRIE

Machines
semi-automatiques
(X, Y)
à commande numérique



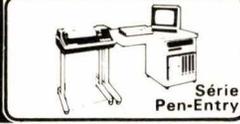
INDUSTRIE

Machines automatiques
de contrôle de
continuité avec cadres
de prise de lecture



INDUSTRIE

Systèmes
de réalisation
des bandes de C/N



INDUSTRIE

Systèmes
de réalisation
des bandes de C/N



INDUSTRIE

Systèmes
de réalisation
des bandes de C/N

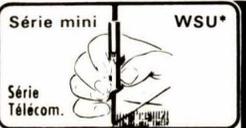
Outils - MACHINES - FILS - MAINTENANCE ASSURÉE

SERVICES LABORATOIRES ET MAINTENANCE



LABORATOIRE

Outils à mains
combinés* :
Dénudage - Enroulage
Déroulage



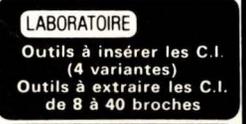
Série mini

WSU*

Série
Télécom.



INS 1416*



LABORATOIRE

Outils à insérer les C.I.
(4 variantes)
Outils à extraire les C.I.
de 8 à 40 broches



LABORATOIRE

Ensembles
outillage
et fournitures



WK-5



Série WD*



LABORATOIRE

Distributeurs de fil*
Circuits imprimés
Connecteurs



LABORATOIRE

Supports de C.I.
Supports de composants
Broches miniwrap
Câbles plats



LABORATOIRE

Supports de C.I.
Supports de composants
Broches miniwrap
Câbles plats

INGÉNIEURS - PRATIQUES ET PRIX ACCESSIBLES AUX AMATEURS

* Brevets demandés dans les principaux pays industriels

Importateur
Exclusif

SOAMET s.a. 10, Bd. F.-Hostachy - 78290 CROISSY-s/SEINE - (3) 976.45.72

L'emploi de l'informatique pour assister l'homme dans ses différentes tâches a donné naissance à toute une série de processus allant de la recherche jusqu'au contrôle de qualité des produits. Il s'agit d'une démarche qui était traitée autrefois par les règles de l'organisation scientifique du travail. Il ne s'agit en aucun cas d'intelligence artificielle puisque la machine ne fournit que ce que l'homme a bien voulu, ou à pu confier à sa mémoire.

La synthèse assistée par ordinateur

Avant de fabriquer un produit, encore faut-il le concevoir et la Synthèse Assistée par Ordinateur (S.A.O.) est assez voisine de la Conception Assistée par Ordinateur (C.A.O.), la première est peut être légèrement en amont de la seconde, elle est surtout particulièrement appliquée à la chimie.

En effet, la S.A.O. permet au chimiste d'envisager rapidement, sur un écran cathodique, différentes voies d'accès à une molécule en dialoguant avec un ordinateur. Chaque voie doit remonter à des matières premières disponibles et comporte donc le plus souvent de nombreuses étapes. C'est une nouvelle manière de faire de la chimie.

La synthèse assistée par ordinateur, créée aux Etats-Unis il y a une dizaine d'années, est dès maintenant un outil de recherche indispensable aux chimistes. Ceux-ci semblent apprécier ce moyen puisque chez Corey, le promoteur de la méthode aux U.S.A., tous ceux qui sont passés de la « paillasse » à la S.A.O., ne sont jamais retournés à la « paillasse ».

Créer un nouveau produit, c'est envisager également sa production. C'est pourquoi la Conception Assistée par Ordinateur (C.A.O.) fait partie d'un ensemble de processus connu sous le nom de Production Assistée par Ordinateur (P.A.O.).

D'après G. Doumeingts, on distingue cinq grandes étapes dans la P.A.O. :

- C.A.O. : la Conception Assistée par Ordinateur,
- F.A.O. : la Fabrication Assistée par Ordinateur,
- G.P.A.O. : la Gestion de Production Assistée par Ordinateur,
- C.M.O. : la Commande des Machines par Ordinateur.

- C.Q.A.O. : le Contrôle de Qualité Assisté par Ordinateur.

C'est l'enchaînement logique correspondant aux grandes étapes de la vie d'un produit manufacturé. C'est un schéma que l'on peut appliquer à toutes les sortes de produits, même aux substances chimiques. Toutefois, dans ce dernier cas, il y a lieu d'adapter le langage informatique aux produits et nous verrons que ce n'est pas toujours aisé.

Conception et synthèse

Dans la Conception Assistée par Ordinateur, Gillet distingue trois aides à prendre en compte :

- Les aides à la conception avec

lesquelles il faut pouvoir réaliser une interaction entre la conception de la forme et les calculs techniques.

- Les aides à la matérialisation de cette conception parmi lesquelles on trouvera le tracé des pièces, la cotation, etc.

- Les aides à la gestion, c'est-à-dire la prise en compte de tâches comme la documentation, l'archivage des plans (et en particulier la tenue à jour des modifications), la transmission d'informations, etc.

En chimie, il s'agit de concevoir de nouvelles molécules tout en tenant compte d'un acquit dans le domaine de la fabrication par synthèse. Par analogie avec la C.A.O., la Synthèse Assistée par Ordinateur fera appel à trois aides :

- Les aides à la conception avec lesquelles il faut pouvoir réaliser une interaction entre la conception d'une nouvelle molécule et les données théoriques qui encadrent cette possibilité.

- Les aides à la matérialisation de cette nouvelle molécule parmi lesquelles on trouvera la décomposition de la molécule en fragments et le savoir faire pour les obtenir. Ce sont tous les processus de synthèse connus que l'on peut éventuellement appliquer à la construction de cette nouvelle molécule.

- Les aides à la gestion, c'est-à-dire la prise en compte de tâches comme la documentation, l'archivage des données (fichiers de produits, de réactions, de spectres...) et leur mise à jour, la transmission d'informations, etc.

L'analogie entre la C.A.O. et la S.A.O. s'arrête là. Avec la Synthèse Assistée par Ordinateur nous entrons dans un domaine très différent, parce que très évolutif. En effet, par exemple, de nouvelles méthodes d'analyse font apparaître des propriétés nouvelles à des substances déjà connues de longue date. Il faut donc introduire ces nouvelles données dans les fichiers.

Avant de créer de nouvelles molécules, encore faut-il bien connaître celles qui existent et c'est l'une des premières applications de l'informatique à la chimie, sous la forme de système de traitement de données de l'information chimique.

Le traitement des données

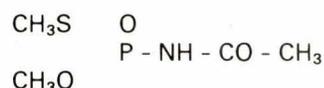
Il existe plus de quatre millions de molécules déjà identifiées ou synthétisées et le nombre des structures

réalisables est encore beaucoup plus grand. En outre, les informations relatives à ces molécules ne se périment pas et une voie de synthèse sera toujours valable même si d'autres voies apparaissent au cours des recherches. L'une ne remplace pas forcément l'autre, c'est le nombre de choix qui augmente.

On se rend compte que l'informatique joue un rôle important dans l'accès et la manipulation de cet énorme potentiel documentaire. C'est l'élément de base de travail du chimiste qui consulte fréquemment des données sur la structure et les propriétés relatives aux molécules connues ou à leurs fragments.

Cela semble rationnel, mais c'est là aussi que commence les difficultés. En effet, identifier une molécule pour pouvoir ensuite la retrouver facilement, suppose un langage précis et sans ambiguïté. Ainsi pour reprendre l'exemple cité par J.F. Ponsignon dans son excellente thèse sur « le traitement Automatique des structures chimiques codées WLN », l'acéphate se présente de cette manière :

- Nom commun : acéphate.
- Formule brute : $C_4H_{10}NO_3PS$.
- Nomenclature : OS-diméthylacétylphosphoramidothioate.
- Diagramme structural :



Ces différentes appellations qui sont, dans l'ordre, de plus en plus précises s'avèrent néanmoins insuffisantes pour décrire une molécule parmi les autres. Le **nom commun** fut le premier terme utilisé mais il n'apporte aucune information sur la composition, la structure et les propriétés. L'idée de la **formule brute** est de fournir le nombre d'atomes entrant dans la composition d'une molécule, elle permet de grouper les produits par familles mais ne distingue pas les produits dans une même famille. Avec la **nomenclature systématique** nous avons un commencement de représentation de la structure du composé car la construction du terme obéit à des règles

précises. Toutefois les choses se compliquent avec les grosses molécules qui peuvent comporter un millier de caractères. Enfin, le **diagramme structural** est déjà une approche qui définit mieux le composé, avec peu d'ambiguïté. Cette représentation est très appréciée en chimie organique. Notons cependant que sa structure est bi-dimensionnelle, il lui manque la troisième dimension et sa présentation se prête mal au codage des informations qu'elle contient.

Du structural au linéaire

L'informatique possède d'immenses possibilités à condition d'accepter d'abord ses exigences. En effet, l'ordinateur ne prend en compte que des données linéaires. Il est donc nécessaire de transformer l'information structural en information linéaire au moyen d'un codage qui sera finalisé, car il s'est avéré très difficile de concevoir un codage à usage général.

Comment se présentent les différents systèmes de codage ? M.F. Lynch et ses collaborateurs ont classé les systèmes selon un schéma (fig. 1). On voit apparaître, notamment dans les représentations ambiguës, des codes de fragmentation. Ceux-ci décrivent les motifs structuraux que l'on rencontre dans la molécule, principalement les groupes fonctionnels et les systèmes cycliques. L'ambiguïté que soulève ces motifs vient qu'avec eux il n'est pas possible de reconstituer la formule complète. Cependant les codes de fragmentation représentent des codes élémentaires, c'est-à-dire des éléments de base indispensables à la construction d'un ensemble.

Cela ne veut pas dire que tout est réglé car il existe de nombreux codes fragmentaires. Voici les principaux :

- a) Le code écran Gremas de l'I.D.C.
- b) Le code fragmentaire utilisé par Basic.
- c) Le système d'écrans du type

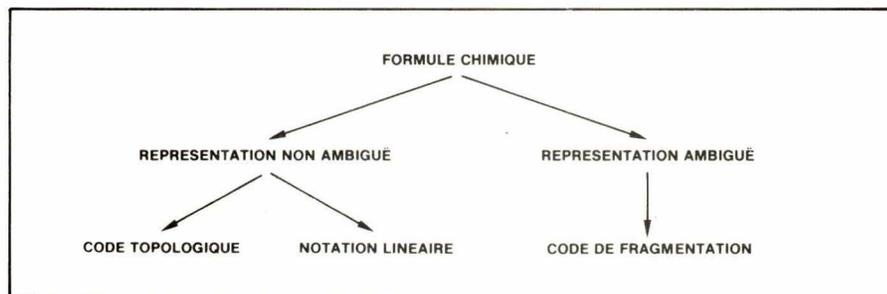


Fig. 1. – Classification générale des différents systèmes existants (d'après Lynch et Coll.).

C.A.S., D.A.R.C., Lefkovits, basé sur l'environnement de certains atomes : paires, paires liées, atomes augmentés...

d) Le code Ring utilisé par Derwent pour le signalement de la littérature pharmaceutique (Ringdoc) et par le Pharma Dokumentationsring pour le signalement des brevets (Farmdoc et Agdoc). Le Ring peut être engendré automatiquement à partir du code topologique de l'I.D.C. ou à partir du W.L.N. (Wiswesser Line Notation), en passant par l'intermédiaire d'une matrice de connectivité.

e) Le code IFI/Du Pont utilisé par IFI dans le Fonds Comprehensive Data Base qui signale les brevets américains depuis 20 ans.

f) Les codes du Central Patents Index de Derwent pour les brevets des sections Farmdoc, Agdoc et Chemdoc.

g) Le code Diapason utilisé par Rhône-Poulenc.

Le codage ne peut être automatisé, sauf s'il est précédé d'un codage topologique. En effet, ce type de codage permet de décrire tous les atomes et toutes les liaisons des composés définis. Le codage peut être automatisé, ainsi il est possible d'introduire les données relatives aux structures en ordinateur (formule développée), afin que celui-ci engendre automatiquement le codage (procédure d'entrée).

Avec le codage topologique toutes les modifications ou nouvelles utilisations des structures codées pourront être réalisées automatiquement, à partir du codage topologique mis en mémoire. Il est possible, par exemple, d'assurer le transcodage d'un code topologique à un autre, ou d'un code topologique à un code fragmentaire. On peut engendrer automatiquement les écrans (particularité structurale simple) dans lesquels peuvent être inclus les fragments d'un code fragmentaire. Ces écrans permettent les tris préliminaires à la recherche documentaire.

Les codes topologiques ont été surtout conçus pour automatiser l'entrée des structures définies lors de la constitution des fichiers. Pour les recherches de structures, l'interrogation se fait d'abord au moyen d'écrans qui permettent d'éliminer plus de 95 % des structures du fichier. Pour améliorer la pertinence des réponses, la recherche peut alors être poursuivie sur la topologie mais cette phase n'est pas toujours réalisée en raison de son coût.

Parmi les principaux codes topologiques nous pouvons citer :

a) Les matrices de connectivité du Chemical Abstracts Service (C.A.S.).

Rappelons qu'une matrice de connectivité définit, pour une molécule dont les atomes sont numérotés, les types d'atomes en jeu, les liaisons, les cycles... Des règles précisent l'ordre de la numérotation des atomes de sorte qu'une molécule n'ait qu'une seule matrice et réciproquement. A chaque matrice correspond un numéro de registre pris dans une liste séquentielle ainsi que le nom exact dans la nomenclature C.A.S.

Le système de registre du C.A.S. comprend actuellement 4,5 millions de composés définis et polymères codés sous forme de matrices de connectivité, et le système s'alourdit de 400 000 composés nouveaux par an. Le système est utilisé par C.A.S. essentiellement à des fins internes, mais depuis quelques années, C.A.S. développe un service expérimental de recherche de sous-structures, non pas à partir de codes structuraux, mais à partir de la nomenclature C.A.S. utilisés dans les index semestriels. Il a d'ailleurs fourni son fichier à certains centres qui ont pu ainsi

développer leur propre système leur permettant la recherche par sous-structure.

b) L'I.D.C.

L'I.D.C. a été créé en 1967 par un groupe d'entreprises chimiques allemandes. Il indexe la littérature et les brevets au moyen du code fragmentaire Greimas. Un code topologique a été conçu pour automatiser l'entrée des structures définies de la littérature. Les matrices C.A.S. sont transcodées dans le code topologique I.D.C., les écrans Greimas sont engendrés automatiquement. L'association des bandes textes et des bandes structures de C.A.S. permet l'interrogation par structure ou par texte.

c) Le Basic

Le Basic est une association créée à Bâle par Sandoz, Ciba-Geigy et Hoffmann-La Roche pour exploiter les fonds textes et structures du C.A.S.

d) Le code Wiswesser (W.L.N.)

Il est exploité par la société I.S.I. Le fichier I.C.R.S. comprend 1,5 million de structures codées W.L.N. Le système W.L.N. fait appel à une notation linéaire très concise puisque

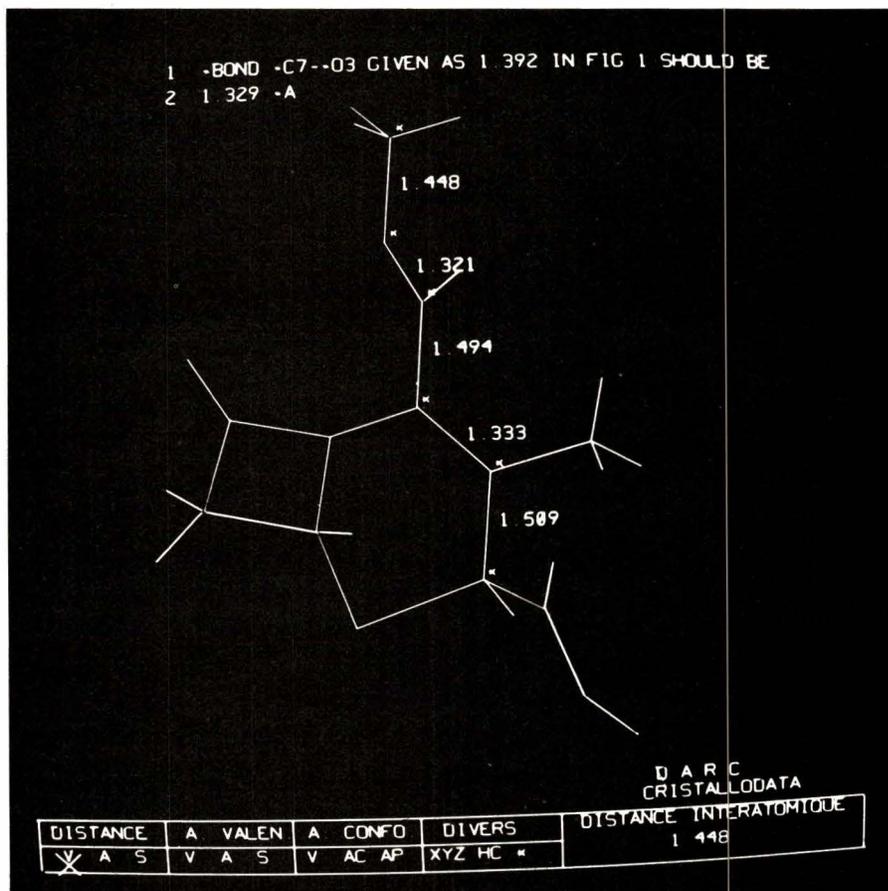


Fig. 2. - Système Darc. Structure 3D d'une céphalosporine avec calcul et édition des longueurs de liaison (doc. CNIC).

plusieurs atomes et liaisons peuvent être représentés par un symbole unique. Une matrice peut être engendrée à partir de la notation W.L.N. Ce code est très utilisé par les industries pharmaceutiques, anglaises en particulier.

e) L'Ardic

L'Ardic développe depuis quelques années le système Darc conçu par le Pr. Dubois (Université Paris VII). Ce système n'a pas été conçu initialement dans la seule intention de servir à la documentation, mais également comme une aide à la recherche, notamment comme moyen mis à la disposition des spécialistes de méthodes de synthèse. Actuellement le système Darc (fig. 2) est applicable à la totalité du fichier des Chemicals Abstracts.

Au-delà de la documentation

Tous ces systèmes de codage (fig. 3) représentent une aide à la documentation et leur interconnexion élargie le dialogue possible. Au-delà de la documentation, le chimiste doit concevoir de nouvelles molécules définies selon les besoins. C'est le rôle de la synthèse assistée par ordinateur qui doit fournir les divers chemins réactionnels nécessaires pour aboutir à une molécule déterminée.

Pour reprendre les idées exprimées par Ponsignon dans sa thèse, on peut dire que le problème clé de la S.A.O. se présente ainsi : comment passer d'un composé A à un composé B le plus facilement et le plus rapidement possible ? Son rôle est donc de concevoir et d'élaborer les chemins théoriques de synthèse pour une molécule cible donnée. Le but est essentiellement de dresser l'inventaire de ces chemins rationnels possibles, sans souci de conditions extérieures nécessaires. Quant à la sélection de la meilleure voie d'accès parmi celles proposées par l'ordinateur, elle est temporairement laissée à l'étude critique du chimiste qui la déterminera selon la validité et sa faisabilité chimique.

Toujours selon Ponsignon, les méthodes de synthèse assistée utilisent deux approches différentes :

- Une **approche intuitive** fondée sur les principes utilisés par les chimistes. C'est la reconnaissance directe, dans la molécule-cible, que des seules sous-structures standard. Celles-ci correctement composées

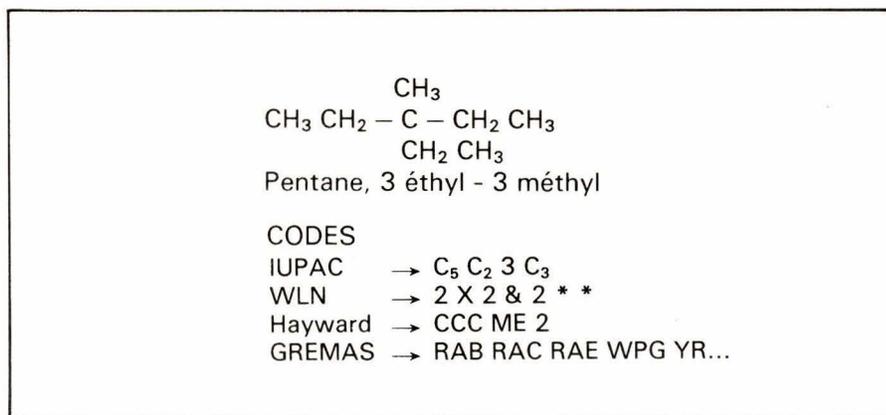


Fig. 3. — Codage d'une structure dans divers systèmes.

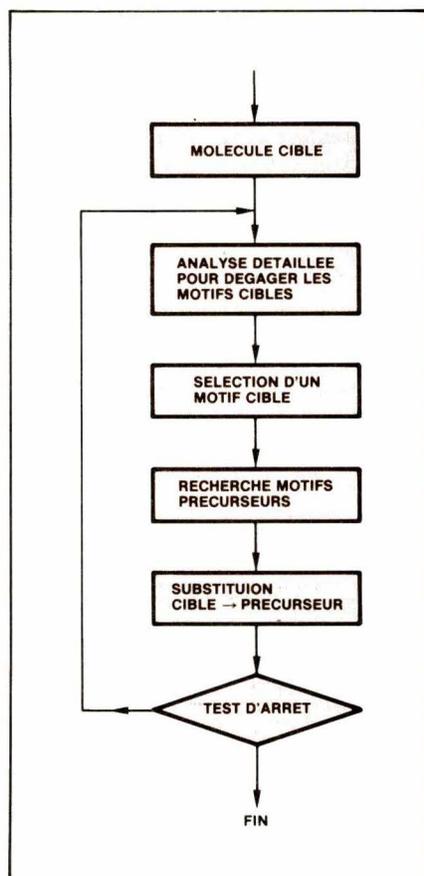


Fig. 4. — Organigramme montrant le processus général d'une approche systématique (d'après Manoa, repris par Ponsignon).

suivant des réactions connues, conduisent au résultat demandé.

- Une **approche systématique** s'appuyant sur une analyse détaillée de la molécule-cible, de manière à en dégager toutes les sous-structures précurseurs théoriques ne pouvant représenter qu'une étape chimique vers la cible. Ces sous-structures deviennent à leur tour des cibles, et la même procédure est appliquée tant que les précurseurs ne sont pas des produits de départ facilement accessibles. C'est cette approche qui donne les meilleurs résultats pour la S.A.O.

Selon F. Manoa, la méthode fait appel à la notion de motifs (fig. 4). Un motif est un fragment de molé-

cule qui peut se créer ou se rompre au cours d'une réaction. Ainsi la réaction chimique devient alors une succession de motifs qui se substituent les uns aux autres : des cibles aux précurseurs. C'est une méthode itérative et le test d'arrêt se fait sur l'obtention de produits de départ adéquats, et sur la validité de la réaction.

Cette méthode permet d'aboutir à un graphe (arbre de synthèse). La racine représente la molécule-cible, les feuilles terminales sont les produits de départ possibles et les nœuds sont les motifs intermédiaires. Ce processus est l'inverse de celui d'une synthèse en laboratoire.

En résumé, la réalisation du processus de la S.A.O. nécessite :

- Un répertoire des réactions possibles (présenté de préférence sous la forme d'une transformation motifs précurseurs → cible).
- Un système de codification des motifs structuraux.
- Des informations complémentaires (catalyseurs, solvants, conditions physiques), dont le choix est laissé à l'initiative du chimiste.

Les systèmes de S.A.O.

La naissance des premiers programmes de S.A.O. a été bien accueillie et leur succès se traduit maintenant par de nombreux systèmes actuellement en activité et qui, selon F. Choplin, se regroupent par famille (fig. 5) en fonction des principes qui leur ont donné naissance.

Le groupe le plus important dérive des conceptions de Corey et comporte les réalisations suivantes :

- le programme O.C.S.S. et des deux successeurs immédiats, L.H.A.S.A. (Corey) et S.E.C.S. (Wipke) ;
- le système P.A.S.C.O.P. (Choplin-Kaufmann), issu de S.E.C.S., est un

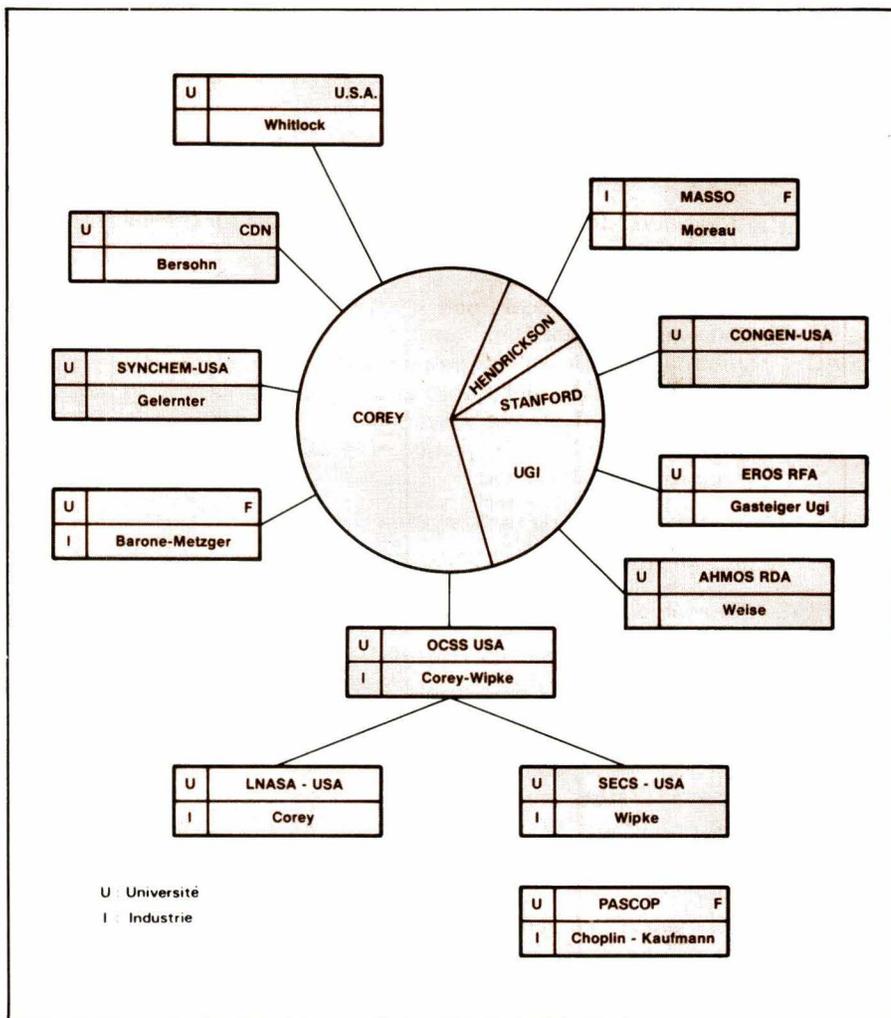


Fig. 5. — Système de Synthèse Assistée par Ordinateur dans le monde (d'après Choplin).



Fig. 6. — Démonstration d'une interrogation avec le système Pascop (doc. DIC. RP).

Programme d'Assistance à la Synthèse des Composés Organo-Phosphorés ;

- le programme de M. Bersohn ;
- le programme de Whitlock, qui

traite du problème des échanges de groupes fonctionnels en plusieurs étapes ;

- le programme Synchem, de Gelernter, qui met l'accent sur l'utilisation de stratégies internes.

A partir d'une classification des mises au point par Hendrickson, Moreau (R.U.) a développé le système MASSO, assez simple, qui fonctionne au niveau des mécanismes.

L'équipe de UGI a élaboré un formalisme de la synthèse organique (système matriciel B.E.), dont a dérivé le programme EROS. Un autre programme allemand, AHMOS, fonctionne en partie sur ces principes. Enfin, l'équipe d'Intelligence Artificielle de Stanford utilise une partie de son programme CONGEN pour élaborer des suggestions de voies de synthèse.

D'après F. Choplin, l'accueil des utilisateurs reste très lent en milieu universitaire, mais est plus favorable en milieu industriel où Du Pont, Merck (U.S.A.-Europe), Roussel, Sandoz, Ciba, BASF, Hoffmann-La Roche, Hoechst, Rhône-Poulenc s'intéressent ou utilisent la S.A.O. Ainsi chez Merck-Sharp et Dohme, par exemple, le système SECS, acquis en octobre 1974, a permis de préciser l'implantation du système et la mise à jour de la bibliothèque de réactions. La fréquence d'utilisation en 1978 variait de 6 à 71 analyses par mois, et le programme est accessible depuis 4 terminaux graphiques répartis sur la côte Est des U.S.A. et au Canada. Chez Rhône-Poulenc, au Centre de Recherche de Saint-Fons, la fréquence d'interrogation du système Pascop, en 1980, a varié de 4 à 12 interrogations par mois (fig. 6).

Conclusion

La S.A.O. se développe d'année en année et la pratique montre que toutes les difficultés ne sont pas résolues. Les choix parmi les voies de synthèse ne suffisent pas, il faut tenir compte également de la faisabilité de la réaction, du prix de la matière première, éventuellement de l'originalité de la réaction. Il ne faut pas oublier que la S.A.O. n'est pas un jeu de l'esprit mais une méthode de travail qui doit fournir des données applicables avec une certaine rentabilité.

Actuellement la S.A.O. s'oriente dans deux directions. L'une demande à l'ordinateur de tout résoudre, mais elle nécessite une importante banque de données, avec des programmes très lourds dont le coût d'utilisation devient vite prohibitif. L'autre, de structure plus légère, laisse une grande place à l'initiative du chimiste. Dans ce cas, c'est véritablement une assistance qui est mise en œuvre et le chimiste garde la maîtrise de sa recherche.

Qu'elle direction sera suivie ? probablement ni l'une ni l'autre, comme toujours. Les deux façons de voir cette nouvelle chimie auront leurs adeptes mais aussi leurs applications bien précises. Les méthodes vont s'affiner, toutefois, seul le chimiste saura réfléchir pour apporter de nouveaux procédés.

Jacques TREMOLIERES

Bibliographie

G. Doumeingts : La production assistée par ordinateur. Bull. de Liaison de la Recherche en Informatique et Automatique, 1980, n° 64, p. 3-28.

Gillet : Conception assistée par ordinateur. C.R. d'activité du Groupe C.A.O. de l'Agence Nationale pour le Développement de la Production Automatisée - 1974.

J.-F. Ponsignon : Traitement automatique des structures chimiques codées WLN. Thèse Ingénieur Docteur, Lyon 1979 (Université Cl. Bernard-Lyon I).

Quelques abréviations

IDC	Internationale Dokumentationsgesellschaft für Chemie - Francfort.
CAS	Chemical Abstracts Service.
MCC	Mechanical Chemical Code
WLN	Wiswesser Linear Notation.
IUPAC	International Union of Pure and Applied Chemistry.
ISI	Institute for Scientific Information, Philadelphie.
ICRS	Index Chemicus Registry System.
ARDIC	Association pour la Recherche et le Développement en Informatique Chimique.
CNIC	Centre National de l'Information Chimique.
AFDAC	Association Française de Documentation Automatique en Chimie.
GREMAS	Genealogisches Recherchieren durch Magnetband Speicherung.
DARC	Description, Acquisition, Restitution, Corrélation.

M.-F. Lynch - J.-M. Harrison - W.G. Town - J.E. Ash : Computer Handling of chemical structure information. McDonald. American Elsevier 1971.

F. Manoa : Synthèse organique assistée par ordinateur. Diplôme d'Étu-

des Supérieures Spécialisées en Informatique Documentaire. Université Cl. Bernard. Lyon I - Juin 1977.

F. Choplin : La synthèse assistée par ordinateur. CR des 5^e Journées scientifiques internes de Rhône-Poulenc - 15/16 octobre 1980.



ALLEN-BRADLEY

AUTOMATES PROGRAMMABLES

Automate Mini-PLC-2 :

- compact - modulaire : 8-128 entrées-sorties (e-s)
- e-s tout ou rien, numériques, analogiques
- langage simple : schéma relaying - Grafset
puissant : tempo - compteur - calcul
gestion de données numériques

Gamme complète : PLC-2 (8- 512 e-s)
PLC (8-1024 e-s)

Console unique à écran cathodique

Prix très compétitifs : ≈ 11 KF pour 32 e-s



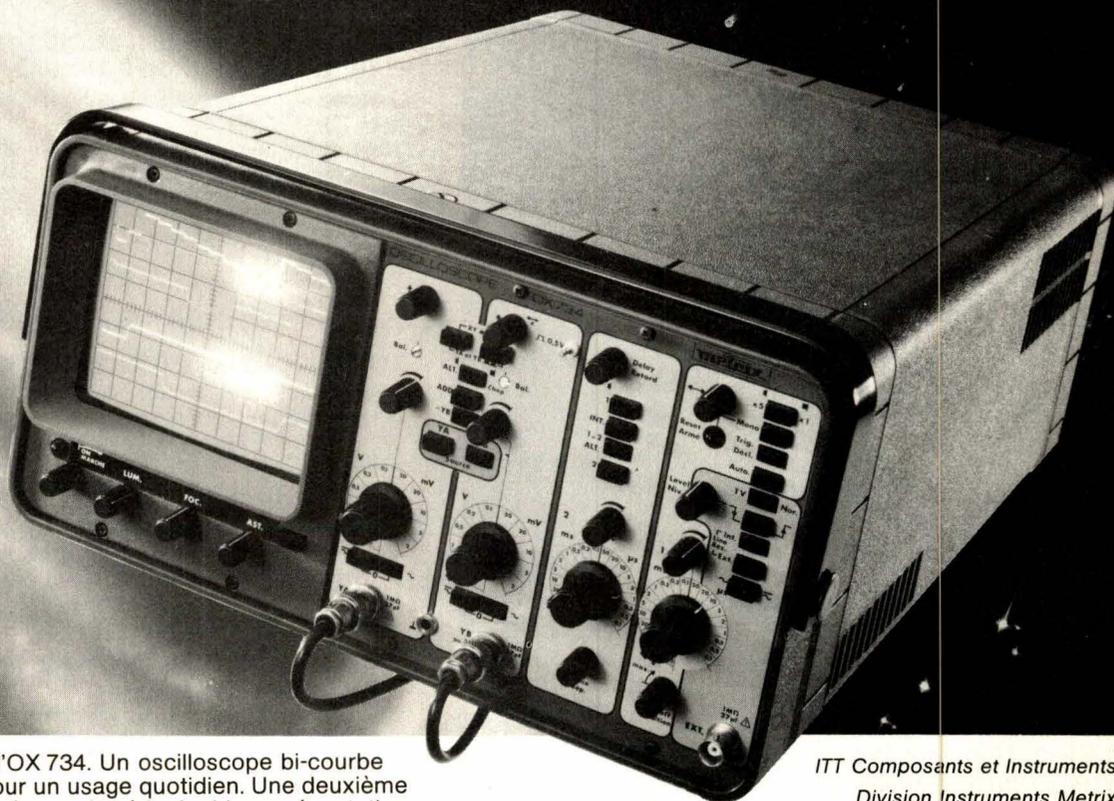
TOUTE LA GAMME EN STOCK.

DIODE

666.98.01

DIODE-FRANCE 1 ALLEE DES PLATANES SOFILIC 419 94263 FRESNES CEDEX TEL. 666.98.01 TLX 200 743 F

METRIX HAUSSE LE TON



- 2 fois 40 MHz
- deuxième base de temps étalonnée et retardée
- ligne à retard
- Hold-off

Metrix dévoile l'OX 734. Un oscilloscope bi-courbe haute performance pour un usage quotidien. Une deuxième base de temps étalonnée servant à la double représentation simultanée du signal complet et de la portion retardée et dilatée. Une large bande passante supérieure à 40 MHz, utilisable à la représentation de signaux au-delà de 60 MHz.

Un réglage d'inhibition (Hold-off) pour éliminer les déclenchements parasites et un tube cathodique rectangulaire très lumineux (12 kV de PA).

Au laboratoire, en service, dans l'enseignement, l'oscilloscope OX 734 Metrix a pris le ton qu'il fallait pour devenir indispensable.

ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix

Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 F 74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52 81 02 - Télex 385 131

Agence de Paris

157, rue des Blains - BP 124 F 92220 Bagneux Cedex
Tél. 664 84 00 - Télex 202 702

metrix

Metrix, la puissance industrielle au service de la mesure.

UNE SPECIALITE:

LE GRAPHIQUE

DES LOGICIELS D'APPLICATION

2 ET 3 DIMENSIONS

FORTRAN 3DT

Pour la representation de volumes

DISSPLA

Pour la representation de donnees

TELLAGRAF

Pour les non-informaticiens

DES PRODUITS GRAPHIQUES

DES IMPRIMANTES

De 60 a 200 points par pouce

DES TERMINAUX GRAPHIQUES ET SEMI-GRAPHIQUES

Noir et Blanc ou Couleur

De 360 x 240 a 2048 x 2048 points

DES SYSTEMES DE TRAITEMENT D'IMAGES

Jusqu'a 1280 x 1024 pixels

DES ENSEMBLES A DIGITALISER

THETA SYSTEMES

Un **DISTRIBUTEUR**

Mais aussi un **CONCEPTEUR** et un **SUPPORT**.

Immeuble Le Parana
avenue du Parana
Z.A. de Courtabœuf, 91400 ORSAY
Tél. : (6) 928.21.20



Société Anonyme au Capital de 387 000 Francs
Siège Social : 228-230, rue Lecourbe - 75015 PARIS

Centre de démonstration :
193, rue de Javel PARIS (15^e)
téléphone : **828-06-01** +

INFORMATIQUE ELECTRONIQUE FRANÇAISE
NOUS FABRIQUONS "FRANÇAIS"

NOUVEAU
PRIX PROMOTIONNELS

Nous proposons un ensemble complet de :

SYSTEMES, ACCESSOIRES et SERVICES
en **ELECTRONIQUE** et **INFORMATIQUE**

en particulier pour les domaines
SCIENTIFIQUES et INDUSTRIELS

SYSTEME UNIVERSEL D'ACQUISITIONS ET DE TRAITEMENT DE DONNEES.

Système de présentation industrielle, intégrable en rack
19 pouces.

- Centrale de Mesures 16 à 256 voies multigammes.
- Ordinateur complet 64 à 96 K octets de mémoire centrale,
280 K octets de mémoire de masse, affichage graphique haute
résolution, clavier de fonctions programmable. Langages :
BASIC, FORTRAN, PASCAL...

SYSTEMES COMPLETS POUR BANCS D'ESSAIS.

SYSTEMES DE CONTROLE DE PROCESSUS.

GAMME COMPLETE D'INTERFACES :

- pour toutes imprimantes, V 24, RS 232C, IEE 488, entrées/
sorties logiques, entrées/sorties analogiques, BCD, contrôle
automate, entrée contacts, sorties relais, acquisition Ultra-
Rapide 250 kHz, processeur rapide, etc.

GAMME COMPLETE DE PERIPHERIQUES :

- Imprimantes à aiguilles, à marguerite, à jet d'encre, visualisa-
tion haute résolution noir et blanc et couleurs, disques durs et
à cartouches amovibles 10 Méga octets, table à digitaliser,
table à dessiner tous formats jusqu'à 8 couleurs, condition-
neurs d'entrées, moteurs pas à pas, etc.

SYSTEME D'ALIMENTATION DE SAUVEGARDE :

- Appareil générant du 220 volts 50 hertz en cas de défaillance
du secteur. Système particulièrement compact et économique,
convenant pour tous appareils alimentés sous 220 volts :
Microordinateurs, disques, appareils médicaux, etc.

GAMME COMPLETE DE PRODUITS MICRO-INFORMATIQUES.

- Apple, Commodore, California Computer, etc.

SYSTEMES D'EDITIONS DE TEXTES.

REALISATION A LA DEMANDE.

- Suivant cahier des charges de tous Systèmes entiers ou d'élé-
ments tant sur le plan matériel que logiciel.

CONDITIONS SPECIALES

POUR REVENDEURS ET OEM.

Demandez notre documentation et tarifs : 228, rue Lecourbe,
75015 PARIS - tél. : 828.06.01. Venez nous rendre visite : 193, rue
de Javel, PARIS (15). Métro : Convention-Félix Faure.

L'augmentation du coût de l'énergie est un des facteurs qui justifient la recherche de procédés d'amplification HF de puissance à haut rendement. L'accroissement du rendement de 80 % à 90 % par exemple, réduit la dissipation de puissance à environ la moitié, ce qui permet :

- à dissipation égale, de doubler la puissance utile de sortie, ou encore ;
- de réduire le volume, le poids et le prix des refroidisseurs, pour une puissance HF donnée.

Ceci est particulièrement intéressant pour les équipements fonctionnant sur piles ou batteries.

Ces considérations – parmi d'autres d'ailleurs – ont conduit au développement d'amplificateurs de puissance dans lesquels les transistors ne fonctionnent plus comme générateurs de courant (cas des étages en classe B et C), mais comme interrupteurs.

Les amplificateurs travaillant en régime de commutation (classe D) permettent en effet d'augmenter très sensiblement le rendement si certaines conditions sont remplies.

L'amplification HF en classe E

Nous exposons ci-après le principe d'une nouvelle classe d'amplificateurs à commutation, dite « Classe E », dont les performances peuvent dépasser celles de la classe D.

Nous tenons à remercier N.O. Sokal (*), inventeur du système, d'avoir bien voulu mettre à notre disposition une abondante documentation sur le sujet.

Afin de bien situer le problème au départ, nous rappelons brièvement le fonctionnement des classes C et D, en insistant plus spécialement sur leurs limitations au point de vue du rendement.

Le rendement d'un étage de puissance

La fonction essentielle d'un étage de sortie est de fournir une certaine puissance HF à une charge (antenne d'émission par exemple).

(*) Président-fondateur de la Design Automation Inc., Lexington, Mass. U.S.A.

Cette puissance utile P_s est toujours déterminée par la tension continue U_{CC} dont on dispose pour alimenter l'élément actif (transistor) et par la composante ohmique de la charge (R_L).

La puissance continue P_o fournie par l'alimentation sous la tension U_{CC} et un courant moyen I_o ne se retrouve jamais intégralement sous la forme d'une puissance HF (fig. 1).

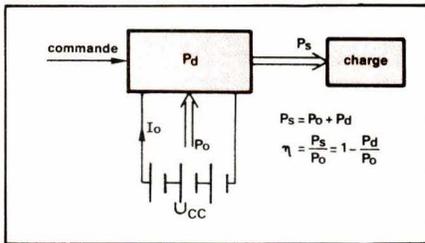


Fig. 1. — Un étage de sortie est un convertisseur de puissance continue P_o en une puissance HF utile P_s . Le rendement de conversion est déterminé par la puissance dissipée P_d .

La conversion continu-alternatif ne peut en effet se faire sans pertes :

$$P_o = P_s + P_d$$

La puissance P_d , dissipée dans les éléments constitutifs de l'étage de sortie produit un échauffement qu'il faut maîtriser à l'aide d'un système de refroidissement adéquat. Le rendement de la conversion (**).

$$\eta = \frac{P_s}{P_o} = \left(1 - \frac{P_d}{P_o}\right) = \left(1 + \frac{P_d}{P_s}\right)^{-1} \quad (1)$$

sera donc toujours inférieur à 100 %.

La puissance P_d dissipée en charge peut s'exprimer par la relation

$$P_d = P_o (1 - \eta) \quad (2)$$

en fonction de la puissance utile :

$$P_d = P_s \frac{1 - \eta}{\eta} \quad (3)$$

On sait que le rendement théorique maximum d'un amplificateur en classe C (bibl. 1, 2)

$$\eta_{th} = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{2(\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta)}$$

peut se rapprocher de 100 % si l'angle de conduction tend vers zéro, mais dans ce cas, la puissance utile P_s tend également vers zéro.

Si la puissance de sortie P_s est imposée, l'obtention d'un rendement élevé ne sera possible qu'en réduisant à une valeur minimale la puissance dissipée P_d .

Avant de décrire un système à rendement amélioré, rappelons succinctement quelques particularités propres à l'amplification en classe C.

Les limitations de la classe C

Lorsqu'on calcule un amplificateur classe C, on considère le transistor de sortie comme étant un générateur

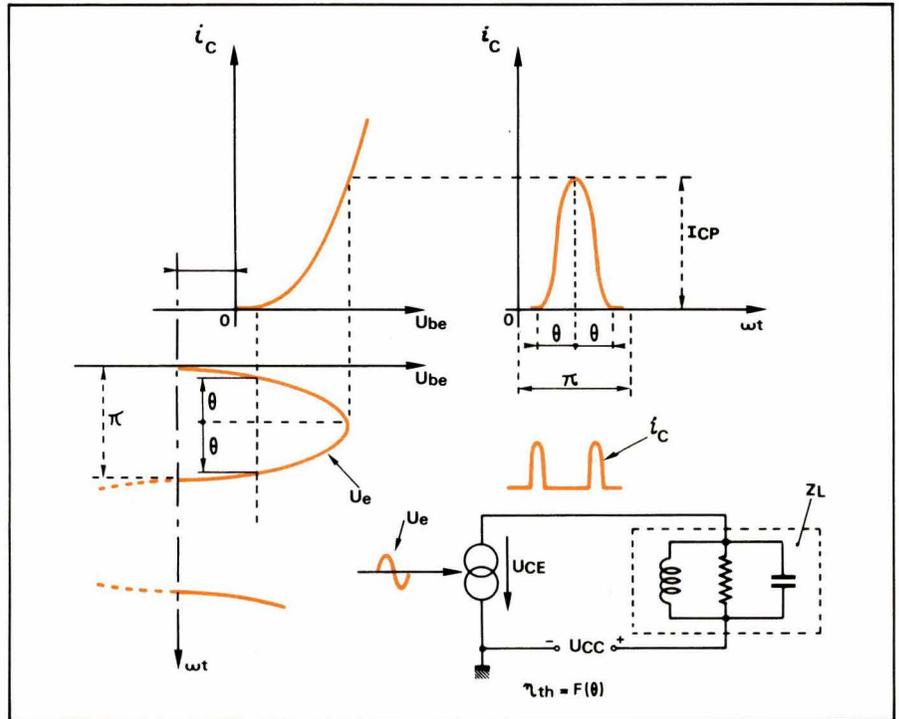


Fig. 2. — En classe C, des impulsions de courant de collecteur dont la forme et l'amplitude dépendent du signal d'excitation de base u_b , produisent aux bornes d'un circuit accordé parallèle une tension HF sinusoïdale.

de courant à grande impédance interne de sortie.

De ce fait :

- le courant de sortie i_c est essentiellement déterminé par le signal de commande de base ;
- la caractéristique $i_c - u_{be}$ n'étant pas linéaire (fig. 2) la forme des impulsions de courant i_c s'écarte plus ou moins fortement de la calotte de sinusoïde.

Le circuit de charge LCR accordé est conçu de telle façon que sa réponse en tension en présence d'impulsions de courant périodiques soit une sinusoïde à la fréquence du signal d'entrée (fig. 3-b), avec les particularités suivantes :

- le minimum de la tension u_{ce} aux bornes de l'élément actif (générateur de courant) se produit sur la crête i_{cp} des impulsions de courant ;
- ce minimum de tension doit être supérieur à la « tension de déchet » U_d , nécessaire pour assurer le fonctionnement en générateur de courant (*).

Si l'on augmente l'excitation de base (fig. 4) afin d'obtenir une puissance P_s élevée, le transistor fonctionne périodiquement en **saturation**. Il cesse alors de se comporter comme un générateur de courant car son impédance de sortie devient relativement petite. (Le point de fonctionnement se déplace pendant une fraction de chaque période sur la caractéristique limite (voir fig. 4).

Un tel mode de fonctionnement s'écarte assez bien des hypothèses qui sont à la base des formules habituellement utilisées pour le calcul des étages en classe C (Bibl. 1, 2 et 3).

C'est ce qui explique pourquoi une mise au point empirique souvent fastidieuse s'avère toujours nécessaire. (Les valeurs optimales expérimentales diffèrent parfois de plus de 25 % des prévisions théoriques).

Un inconvénient supplémentaire réside dans le fait que lors du remplacement du transistor — même par un transistor du même type — une nouvelle mise au point du montage s'impose, par suite de la dispersion des caractéristiques.

De toute manière, dans un amplificateur de puissance fonctionnant suivant le principe de l'injecteur de courant, le transistor dissipe une puissance P_d non négligeable du fait que la tension à ses bornes doit rester supérieure à la tension de déchet U_d . Le graphique c de la figure 3 montre l'évolution de p_d dans le temps ; P_d est la valeur moyenne de cette dissipation.

Le rendement réel η sera toujours inférieur à η_{th} donné par l'expression (4).

(**) Le rendement dont il est question ici est le « rendement de collecteur », qui ne tient pas compte de la puissance de commande.

(*) En toute rigueur, il y a lieu de faire une distinction entre la tension de déchet U_d et la tension de saturation U_{CEsat} .

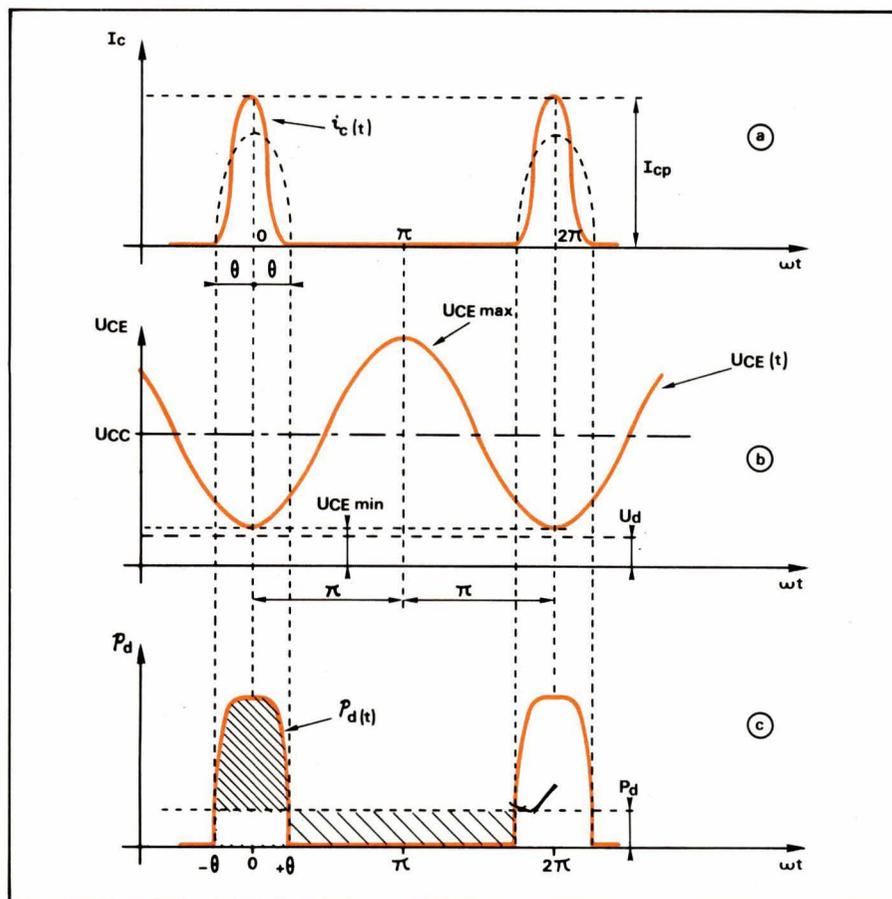


Fig. 3. — La tension aux bornes du transistor est une sinusoïde dont les minima coïncident avec la crête des impulsions de courant. La puissance dissipée (courbe C) est fonction de θ , de I_{cp} et de la tension de déchet.

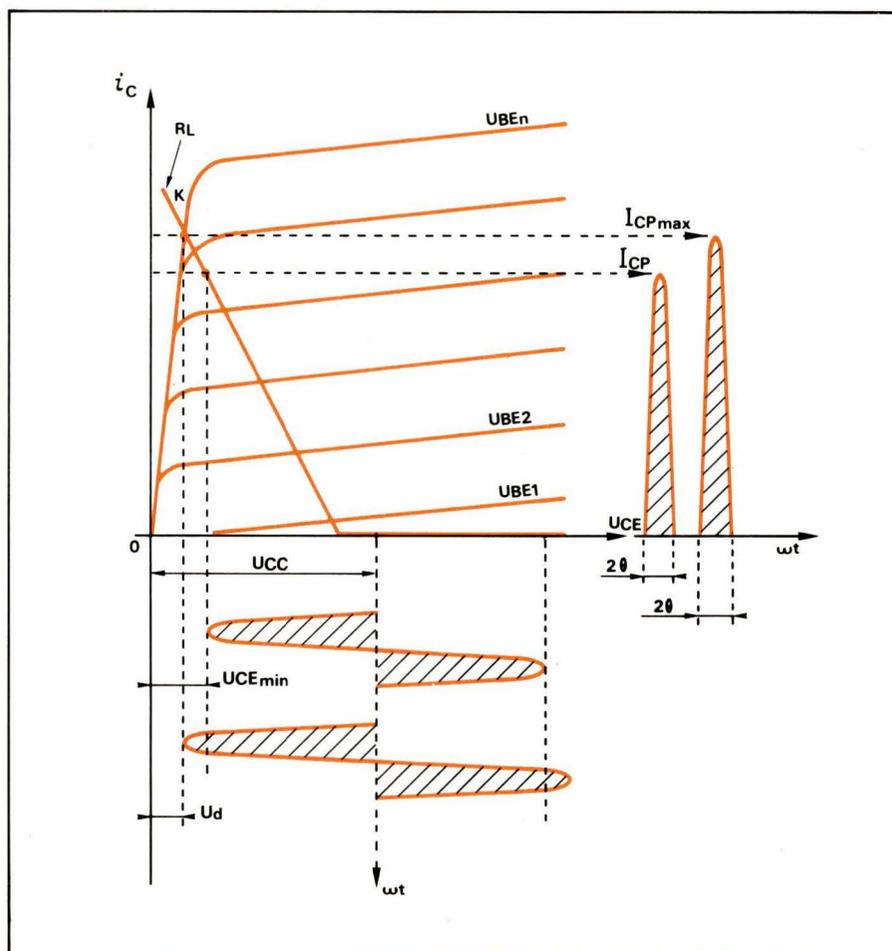


Fig. 4. — Au-delà d'une certaine valeur du signal d'excitation de base, le transistor fonctionne périodiquement en saturation et cesse de se comporter comme un « générateur de courant ».

La relation suivante, établie par T.M. Scott (Bibl. 2) conduit à une assez bonne approximation :

$$\eta = \eta_{th} \left(1 - \frac{U_d}{U_{cc}}\right) \quad (5)$$

Pratiquement, le rendement de la plupart des étages classe C conventionnels se situe entre 65 et 75 % (des valeurs de 80 à 85 % ne sont atteintes qu'avec une puissance utile P_s très faible).

Ceci signifie que le(s) transistor(s) dissipé(nt) une puissance P_d (formule 3) valant 33 à 54 % de la puissance HF utile (fig. 4*) — ci-dessous.

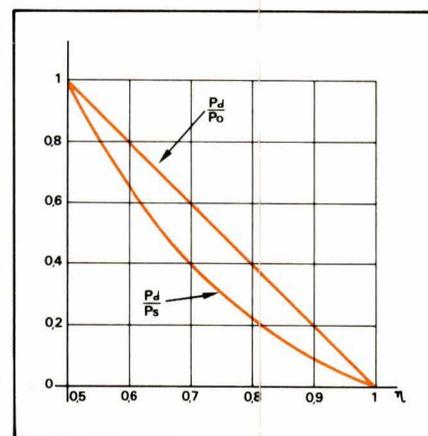


Fig. 4 *

Les conditions assurant un rendement élevé

Les trois conditions suivantes doivent être remplies pour rendre minimale la dissipation P_d :

- 1° la tension aux bornes du transistor doit être minimum lorsque le courant qui le traverse est maximum ;
- 2° en présence d'une tension élevée aux bornes du transistor, son courant doit être minimum (zéro si possible !)
- 3° la durée pendant laquelle un courant et une tension appréciables existent simultanément doit être aussi courte que possible.

Si l'amplificateur classe C répond assez bien aux deux premières conditions, il faut bien constater que son principe de fonctionnement même est incompatible avec la troisième (voir graphique c de la fig. 3).

Un transistor fonctionnant en régime de commutation peut répondre aux trois conditions ci-dessus, et permettra par conséquent d'atteindre un meilleur rendement que les amplificateurs à générateur de courant.

L'amplificateur à commutation

En opposition avec le mode générateur de courant pseudo-linéaire, le transistor fonctionne ici comme un interrupteur (*) (voir fig. 5).

– **A l'état saturé**, il se comporte **idéalement** comme un court-circuit (état « 1 »), connectant la charge Z_L directement aux bornes de la source d'alimentation. (La résistance entre les contacts de l'interrupteur est nulle) ;

– **A l'état bloqué**, l'interrupteur est ouvert (état « 0 ») : le transistor présente entre ses bornes de sortie une impédance théoriquement infinie : aucun courant ne le traverse.

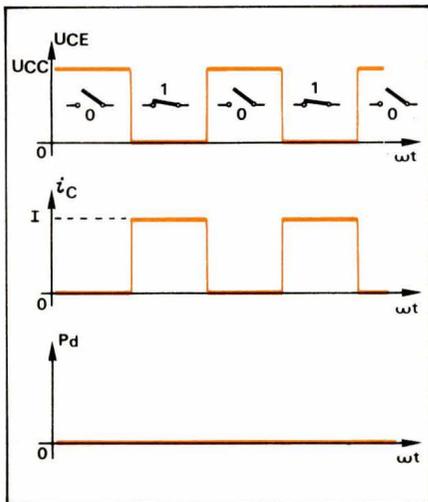


Fig. 6. – L'évolution idéalisée de la tension aux bornes du transistor interrupteur et du courant qui le traverse, en supposant une charge purement ohmique. La dissipation P_d est constamment nulle.

Tableau 1

Caractéristiques	Transistor fonctionnant en	
	générateur de courant	commutation
Impédance interne de sortie $\delta u_{CE} / \delta i_C$	élevée par rapport à celle du circuit de charge	« 1 » : base « 0 » : élevée
Fonctionnement en régime de saturation	indésirable	imposé périodiquement, chaque fois que l'interrupteur est fermé
La tension u_{CE} pendant la conduction doit être	supérieure à une valeur minimum spécifiée (U_d)	aussi petite que possible (U_{CEsat} minimum)
La tension u_{CE} pendant la conduction	est déterminée par l'impédance présentée par le circuit de charge aux impulsions de courant	tend vers zéro à l'état « 1 », et est indépendante de la charge
Le courant i_C	est un train d'impulsions dont la durée ne dépend que du signal d'excitation d'entrée	est déterminé par l'impédance du circuit de charge
Le circuit de charge doit être calculé	de manière à produire une tension sinusoïdale aux bornes sous l'effet d'un train d'impulsions de courant (circuit résonant à la fréquence de travail)	en fonction de la forme d'onde de la tension produite par la manœuvre répétée et périodique de l'interrupteur (calcul selon des critères tout à fait spécifiques)

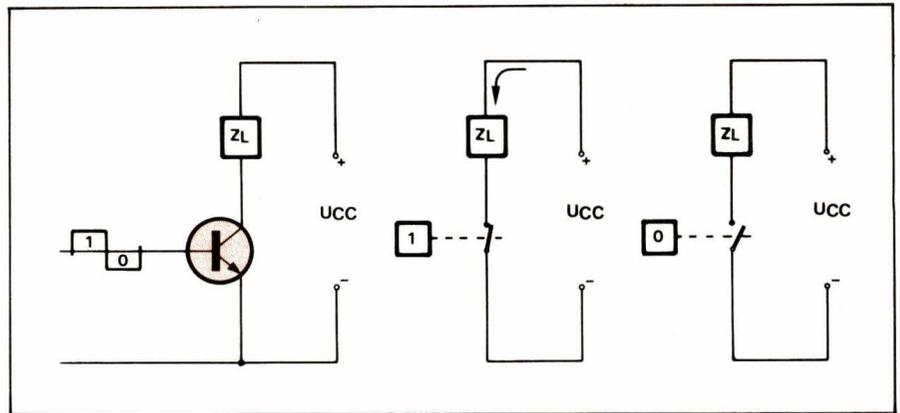


Fig. 5. – Dans un amplificateur à commutation, le transistor fonctionne comme un interrupteur dont l'état « contact fermé » est représenté par « 1 » et l'état « ouvert » par « 0 ».

Si l'on suppose que le passage de l'état « 1 » à l'état « 0 » s'effectue instantanément (temps de commutation nul), aucune puissance ne se trouve dissipée dans le transistor :

$$P_d = u_{CE} \cdot i_C = 0$$

condition qui conduit à un rendement de 100 %. (fig. 6).

Le **tableau 1** résume les différences fondamentales qui existent entre les deux modes de fonctionnement.

La classe D

L'application du principe qui vient d'être décrit a donné lieu à une première famille d'amplificateurs à rendement amélioré, connus sous la désignation « classe D ».

Nous nous limitons au schéma simple de la **figure 7** à un seul transistor interrupteur (*).

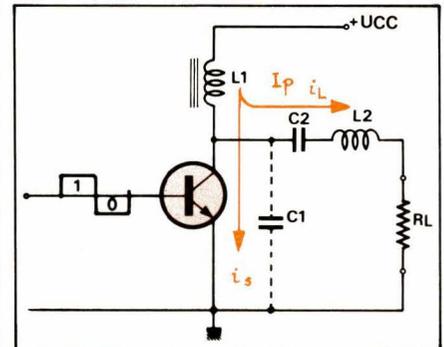


Fig. 7. – Schéma simple d'un étage en classe D : la charge R_L fait partie d'un circuit résonant série.

Le transistor fonctionne comme un interrupteur commandé sur sa base par un signal rectangulaire de rapport cyclique 50 %.

Si le circuit $L_2 C_2 R_L$ est accordé sur la fréquence de répétition du signal

(*) Pour simplifier l'écriture, nous désignons l'état passant ou saturé par le symbole « 1 », l'état bloqué par « 0 ».

de commande de base, et si son facteur de qualité est élevé, on peut admettre (moyennant une assez grossière approximation) que seule la composante fondamentale du courant i_c traverse la charge R_L sous l'effet des impulsions de tension u_{CE} : le courant i_L sera de ce fait une sinusoïde, et il en sera de même pour la tension u_L aux bornes de la charge.

– **Pendant l'état conducteur**, le transistor est saturé : son courant est maximum et la tension à ses bornes est minimum, (u_{CEsat}) mais non nulle.

– **A l'état bloqué**, toute la tension U_{CC} se trouve aux bornes du transistor, mais son courant est très petit (il se réduit au courant de fuite I_f).

Les graphiques de la **figure 8** montrent l'évolution idéalisée de u_{CE} , i_c et P_d en supposant que les temps de commutation lors des transitions « 1 » → « 0 » et « 0 » → « 1 » sont égaux.

Durant les temps de commutation, il existe donc simultanément une tension u_{CE} et un courant i_c importants, d'où une puissance dissipée dont la valeur moyenne P_d augmente avec les temps de commutation.

Notons également que, lors de la commutation, le transistor devra fournir une pointe de courant de charge importante par suite de l'existence d'une capacité parasite entre collecteur et point commun.

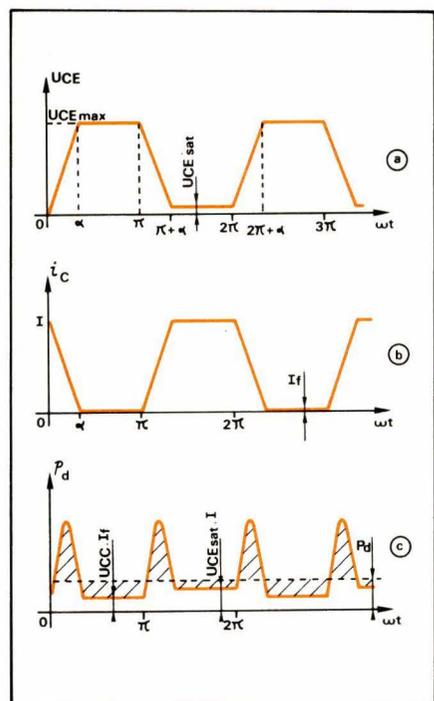


Fig. 8. – Evolution de U_{CE} , de i_c et de la dissipation en tenant compte des temps de commutation.

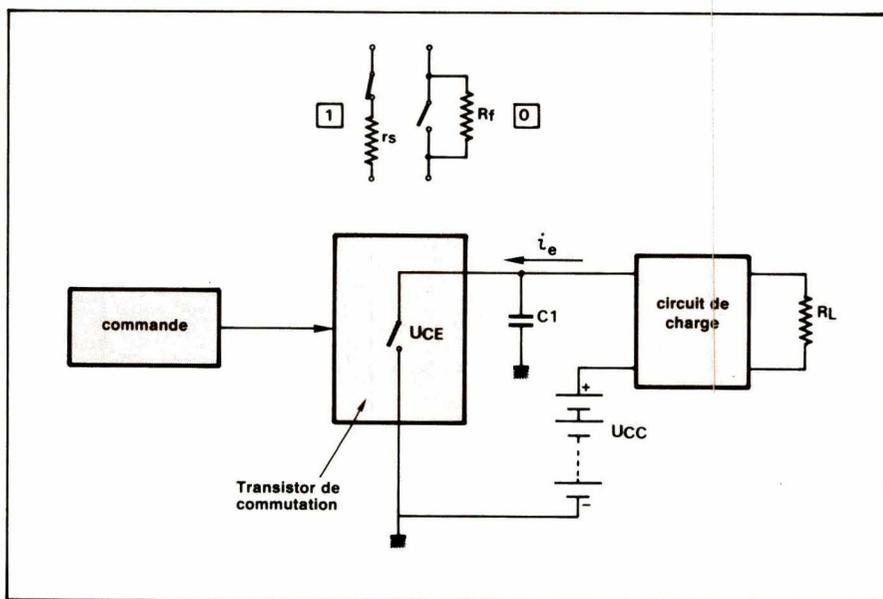


Fig. 9. – Schéma fonctionnel d'un amplificateur à commutation « classe E ».

Pratiquement, il est prouvé qu'un rendement de l'ordre de 80 à 85 % peut être obtenu avec un amplificateur en classe D, tant que la fréquence de travail ne dépasse pas $0,1 f_T$ pour les transistors bipolaires de faible puissance, et $0,01 f_T$ pour les transistors de puissance (**Bibl. 6 et 7**).

Enfin, le « claquage secondaire » risque de détruire le transistor bipolaire. Pour améliorer la tenue au claquage secondaire d'un transistor polarisé en inverse, il faut augmenter la résistance entre base et émetteur, ou encore diminuer la tension entre ces deux électrodes (**Bibl. 9**). Mais cette contrainte s'oppose à l'obtention de temps de coupure rapides. Comme il est impossible d'annuler les temps de commutation, le seul moyen permettant de diminuer les pertes consiste à concevoir un **circuit de charge** dont la réponse aux excitations soit telle que la tension u_{CE} et le courant i_c ne soient pas présents simultanément, lors de la commutation.

L'amplification en classe E

Le schéma fonctionnel

Exploitant les idées développées dans le paragraphe précédent, N.O. et A.D. Sokal (**Bibl. 4 et 8**) ont déposé en 1975 le brevet d'un système dit « amplificateur en classe E ».

Le schéma fonctionnel (également valable pour un étage en classe D) est celui de la **figure 9**.

L'élément de commutation est un interrupteur (transistor bipolaire ou à

effet de champ) ayant une certaine résistance de contact r_s (en continu et en alternatif), une résistance d'isolement non infinie R_f et des temps d'enclenchement et de dé-clenchement non nuls.

L'interrupteur est manœuvré (commandé) périodiquement à la fréquence de sortie désirée ; l'énergie de la source d'alimentation continue (U_{cc}) est ainsi convertie en énergie HF à la fréquence de commutation.

– **Le circuit de sortie** peut comporter un filtre passe-bas ou un filtre de bande pour atténuer les harmoniques de la fréquence de commutation au niveau de la charge utile R_L (nous reviendrons sur ce problème dans la deuxième partie de cette étude).

Les conditions de rendement optimal

Elles sont résumées par les graphiques de la **figure 10**, qui se distinguent de ceux de la **figure 8** par les particularités suivantes :

1° pendant que l'interrupteur effectue la transition de l'état « 1 » (saturé), à l'état « 0 » (bloqué), la tension u_{CE} à ses bornes reste très petite (u_{CEsat}), aussi longtemps que le courant i_c n'est pas devenu très faible (idéalement zéro).

Le circuit de charge devra donc retarder la montée de u_{CE} lors de la coupure de l'interrupteur.

2° A la fin de l'état « 0 » de l'interrupteur, la **réponse transitoire à l'entrée** du circuit de charge doit faire décroître u_{CE} vers u_{CEsat} , cette valeur devant être atteinte juste

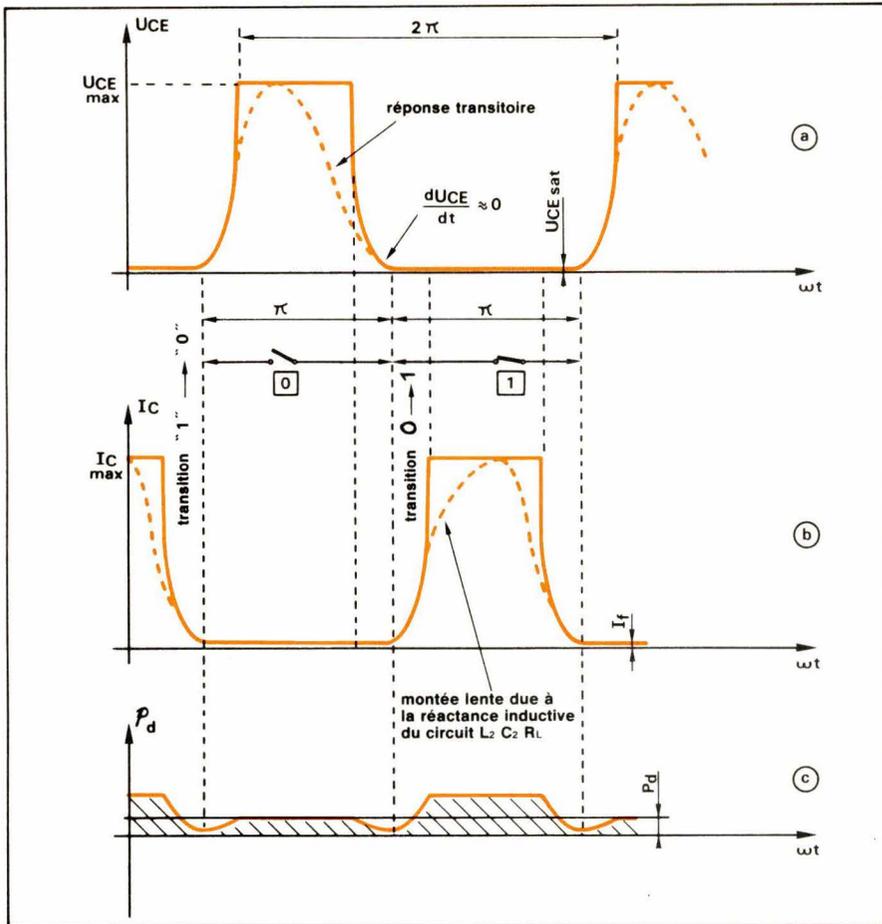


Fig. 10. — Formes idéalisées (trait plein) et réelles (trait interrompu) de la tension aux bornes du commutateur et du courant qui le traverse, pendant les périodes de saturation et de blocage du transistor.

avant la transition « 0 » → « 1 », donc, juste avant la montée du courant i_c .

Ceci permet en particulier d'éviter la dissipation d'énergie qui se serait produite si un courant i_c passait déjà dans le transistor interrupteur avant que la tension à ses bornes ne soit tombée à une valeur très faible.

Si l'n'en était pas ainsi, la tension résiduelle U_{cx} , également présente aux bornes de la capacité totale C_1 (*) à l'entrée du circuit de charge, permettrait à cette dernière de se décharger dans l'interrupteur.

Si l'n'en était pas ainsi, la tension résiduelle U_{cx} , également présente aux bornes de la capacité totale C_1 (*) à l'entrée du circuit de charge, permettrait à cette dernière de se décharger dans l'interrupteur.

Chaque fois que C_1 , chargée à U_{cx} , se décharge via l'interrupteur, il y aura dissipation d'une énergie

$$1/2 C_1 U_{cx}^2$$

indépendante de la résistance de contact de l'interrupteur. Il en résulte

(*) Cette capacité comprend également la capacité de sortie du transistor, l'ensemble des capacités parasites du câblage et la capacité d'entrée du circuit de charge.

trait évidemment une **puissance perdue supplémentaire**

$$P'_d = 1/2 C_1 U_{cx}^2 f \quad (6)$$

proportionnelle à la fréquence de commutation.

3° A la fin du temps de blocage, donc au début de la transition de l'état « 0 » vers l'état « 1 », la **pen**te de la courbe $u_{ce}(t)$ doit être nulle.

Si cette condition supplémentaire est réalisée, un léger désaccord du circuit n'entraînera pas une perte de rendement importante. En effet, si

$$\frac{\delta u_{ce}}{\delta t} \approx 0$$

Il existe un certain intervalle de temps pendant lequel la commutation vers l'état « 1 » peut avoir lieu tout en maintenant (approximativement)

$$u_{ce} \approx 0 (= U_{ce,sat}).$$

Avec les deux conditions idéales

$$u_{ce} = 0 \text{ et } \frac{\delta u_{ce}}{\delta t} = 0$$

à la fin de l'état « 0 », le courant à travers l'interrupteur, lorsque celui-ci passe à l'état « 1 » sera nécessaire-

ment nul, et il augmentera ensuite graduellement.

Ce courant nul au début de la transition « 0 » → « 1 » est hautement souhaitable car il contribue aussi à réduire le temps de commutation « 0 » → « 1 » du transistor, d'où une réduction correspondante de la dissipation pendant le transitoire.

C'est la dernière condition qui risque toujours d'être compromise en classe D par suite des temps de commutation non nuls du transistor interrupteur.

La classe E se distingue précisément par l'utilisation d'un circuit de sortie et de charge, conçu de manière à lui conférer une réponse transitoire convenable à la commande périodique de l'interrupteur. C'est cette réponse transitoire optimisée qui permettra d'éviter l'apparition simultanée d'une tension élevée et d'un courant important dans l'interrupteur, même pendant les intervalles de commutation de durée non négligeable.

Les éléments qui accompagnent le transistor seront donc essentiellement calculés pour obtenir les formes d'ondes désirées, et non pour constituer un circuit résonant à la fréquence de travail.

Il faut cependant déjà remarquer que les formes d'ondes trapézoïdales idéales à sommets plats de la figure 10 (trait plein) ne pourront pas être réalisées pratiquement : la réponse transitoire d'un circuit LCR réactif pourra produire aux bornes du transistor des tensions et courants représentés en traits interrompus à la figure 10-a et b.

Le tableau 2 résume les conditions de travail fondamentales d'un étage amplificateur en classe E.

Analyse du fonctionnement

Les éléments du schéma

La configuration la plus simple (fig. 11) comporte :

- un transistor interrupteur TR ;
- une capacité C_1 , (englobant la capacité de sortie du transistor et l'ensemble des capacités parasites) destinée à retarder la croissance de la tension pendant la transition de l'état saturé à l'état bloqué ;
- un circuit résonant série $L_2 C_2 R_L$ dont la fréquence de résonance f_2

Etat interrupteur		Commutation		
		début	milieu	fin
« 0 »	u_{CE}	$0 \rightarrow U_{CE}$	U_{CEmax}	$U_{CEmax} \rightarrow 0$ $du/dt = 0$
« 0 »	i_c	0	0	0
	u_{CE}	0 $du/dt = 0$	0	0
« 1 »	i_c	$0 \rightarrow I_{Cmax}$	I_{Cmax}	$I_{Cmax} \rightarrow 0$

Tableau 2

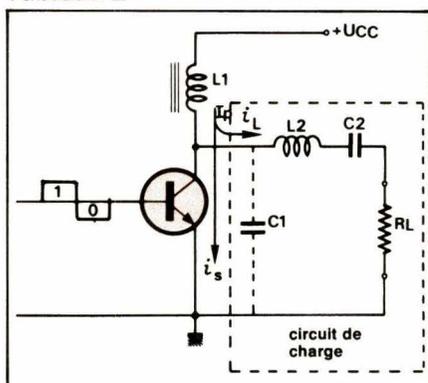


Fig. 11. — La configuration du circuit de charge d'un étage en classe E comprend un circuit résonnant série, périodiquement commuté sur les fréquences $f_2 < f$ et $f'_2 > f$.

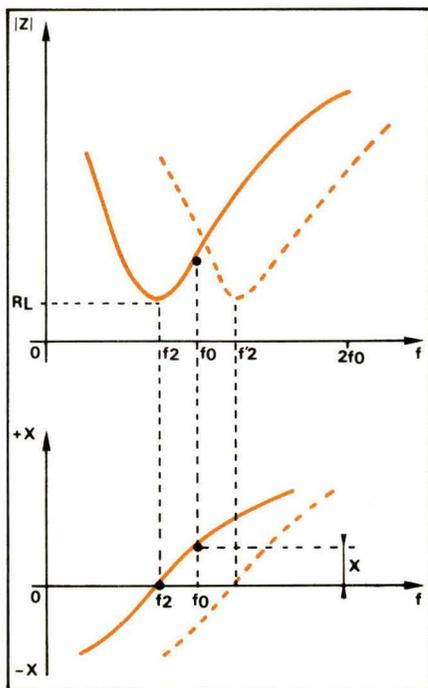


Fig. 12. — Si la fréquence de commutation f n'est pas très différente des fréquences de résonance série f_2 et f'_2 , il se produira une forte atténuation des harmoniques : le courant i_L est sinusoïdal.

est inférieure à la fréquence de commutation, de manière à retarder la montée du courant pendant la transition de l'état bloqué vers l'état saturé ;

— la composante ohmique R_L de la

charge utile, ou l'impédance d'entrée d'un filtre de bande ou d'un circuit adaptateur d'impédance, éventuellement à insérer entre la branche L_2C_2 et la charge utile (les composantes réactives de la charge sont supposées comprises dans L_2 et/ou dans C_2) ;

— une bobine d'arrêt HF, L_1 , qui ne laisse passer qu'un courant d'alimentation continu i_0 dans la mesure où

$$\omega L_1 \gg 1/\omega C_1$$

Le signal de commande de base — idéalement rectangulaire de rapport cyclique 50 % — gère la commutation du transistor interrupteur.

Contrairement à un fonctionnement en classe C, il n'y a pas de relation entre l'équilibre du signal de commande et celle du signal de sortie.

Le fonctionnement physique

— Transistor saturé

Supposons le transistor initialement saturé (fig. 13) : la tension à ses bornes est U_{CEsat} . Cette tension existe également aux bornes de C_1 qui aura donc accumulé une certaine énergie.

La bobine d'arrêt L_1 force un courant continu i_0 dans le circuit, et à chaque instant, ce courant sera égal à la somme du courant i_L dans la branche L_2C_2RL et du courant i_s dans la combinaison TR- C_1 , soit donc

$$i_0 = i_L(t) + i_s(t)$$

L'impédance de l'ensemble série L_2C_2RL à une fréquence quelconque est

$$Z = R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}) = R_L + jX \quad (7)$$

(R_L comprend aussi les pertes série de L_2 et de C_2)

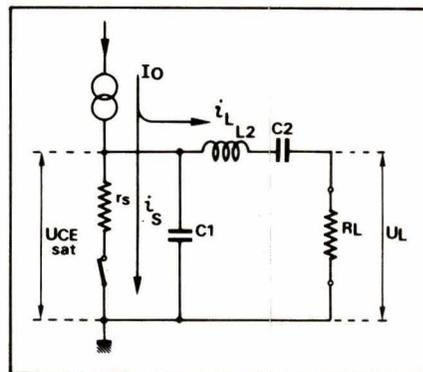


Fig. 13. — Schéma équivalent lorsque le transistor est saturé.

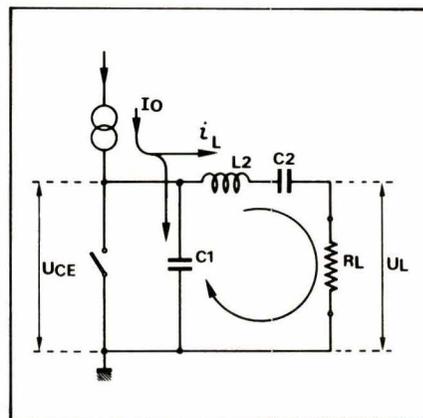


Fig. 14. — Schéma équivalent lorsque le transistor est bloqué.

Si la fréquence de résonance

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \quad (8)$$

est inférieure à la fréquence f du signal de commande, la réactance X est positive (inductive) à la fréquence du signal, ce qui contribue à une montée lente du courant i_c .

Si la fréquence de commande f n'est pas trop différente de f_2 , l'impédance Z sera très grande pour les harmoniques nf du signal d'entrée (fig. 12).

Si le facteur de surtension (en charge)

$$Q_L = \frac{\omega L_2}{R_L} \quad (9)$$

est élevé, on pourra admettre que le courant $i_L(t)$, en régime établi sera sinusoïdal, et il en sera de même pour la tension $u_L(t)$ produite par i_L aux bornes de R_L .

L'existence de ce courant i_L implique la présence d'une énergie accumulée dans C_2 et dans L_2 .

— Transistor bloqué

A l'instant du blocage du transistor (fig. 14), la réponse transitoire du circuit de charge sera celle d'un système du second ordre, composé

de L_2 et de l'ensemble C_1 et C_2 en série, soit

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (10)$$

amorti par la charge ohmique totale R_L .

L'oscillation se fera à la pseudo-fréquence de résonance

$$f'_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C}} \quad (11)$$

Une partie de l'énergie initiale emmagasinée dans les éléments C_1 , C_2 et L_2 est transférée à R_L au cours de l'oscillation transitoire qui prend naissance à l'instant du blocage (**Bibl. 9**).

La **figure 15** donne l'allure théorique de la tension aux bornes de C_1 pendant la durée $T/2 = 1/2f$ du blocage, pour trois valeurs différentes de l'amortissement (paramètre Q_L) pour une pseudo-période d'oscillation $T'_2 = 1/f'_2$ inférieure à la période du signal de commande.

Après l'instant $t_0 + (T/2)$, l'oscillation amortie se poursuivrait selon les courbes en traits interrompus, si la commutation ne venait pas mettre fin à ce régime.

C'est la capacité C_1 qui maintient la tension u_{CE} à une valeur proche de u_{CEsat} pendant que le transistor passe de l'état saturé à l'état bloqué. De ce fait, la montée de u_{CE} peut être retardée jusqu'à ce que le courant i_C soit tombé à une très faible valeur.

L'allure réelle de la tension u_{CE} transitoire aux bornes du transistor dépend :

- de l'amortissement du circuit, et par conséquent de son facteur de qualité Q_L en charge ;
- des pseudo-fréquences d'oscillation f'_2 et f_2 (rapport entre f'_2 et f).

On remarquera dès à présent que la fréquence de résonance du circuit extérieur au transistor est commuté par ce dernier de $f_2 < f$ (période de saturation) à $f'_2 > f$ (période de blocage)

- Influence du facteur de qualité

● Si l'amortissement est trop important (Q_L trop faible), la tension aux bornes de C_1 ne pourra pas atteindre la valeur u_{CEsat} à la fin de la période de blocage (**fig. 16** et courbe c de la **fig. 15**).

Il subsiste donc une certaine tension U_{Cx} aux bornes de C_1 à l'instant où le transistor est remis en conduction. C_1 devra par conséquent se décharger de U_{Cx} vers U_{CEsat} , ce qui

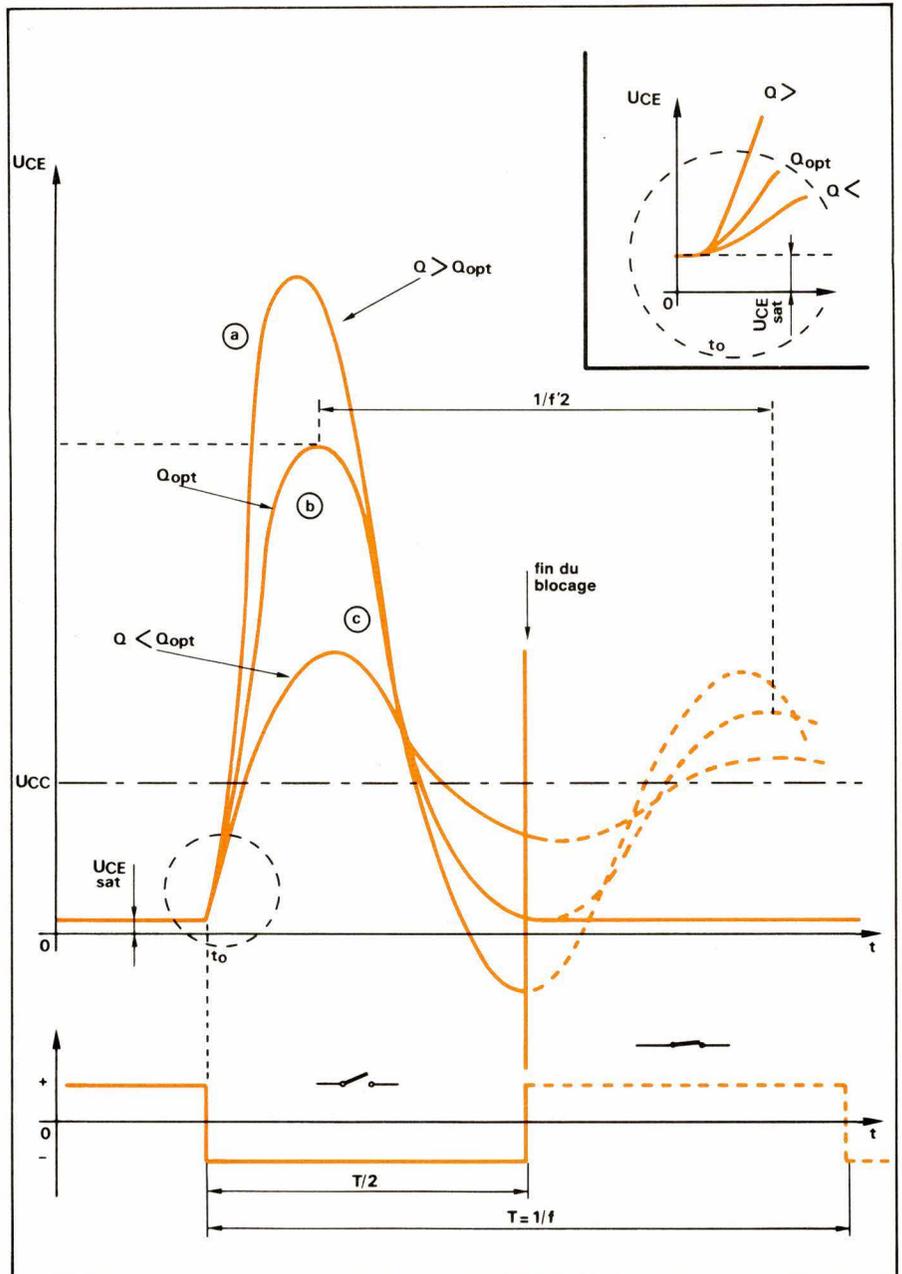


Fig. 15. - A l'instant de blocage t_0 , le circuit de charge devient le siège d'un transitoire d'oscillation à la pseudo-fréquence $f'_2 f$, qui fait apparaître une tension u_{CE} dont l'allure de variation dépend de Q_L . Pour un amortissement correct (courbe b), u_{CE} atteint U_{CEsat} à la fin de la période de blocage avec une pente nulle. La montée de u_{CE} au début du blocage est également déterminée par Q_L .

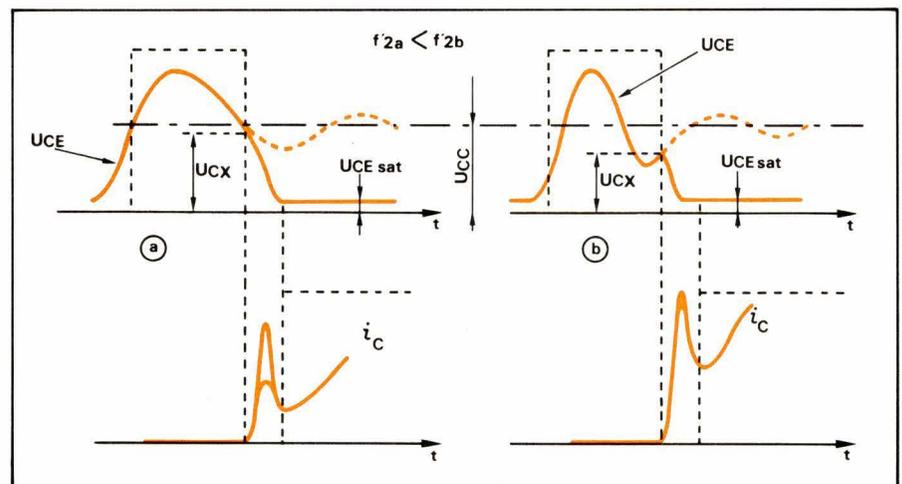


Fig. 16. - Si Q_L est trop faible, il subsiste une tension U_{Cx} à la fin de la période de blocage, d'où une pointe de courant de décharge. Pour une valeur donnée de Q_L , la courbe u_{CE} est différente selon la pseudo-fréquence d'oscillation f'_2 .

provoque une dissipation de puissance (éq. 6).

$$P_{dc1} = \frac{1}{2} C_1 (U_{CX} - U_{CEsat})^2 \cdot f \quad (6')$$

accompagnée d'une crête transitoire du courant i_c traversant l'interrupteur.

Selon la valeur de la pseudo-fréquence d'oscillation f'_2 , la tension U_{CE} varie selon les courbes a ou b de la **figure 16**.

● Si l'amortissement est trop faible (Q_L trop grand), la tension oscillante peut devenir négative (**fig. 17** et courbe a de la **fig. 15**) au début de la mise en conduction du transistor.

Ce dernier peut alors fonctionner dans le mode inversé (jonction base-collecteur polarisée dans le sens passant, jonction base-émetteur dans le sens bloquant).

Ceci se traduit par une crête de courant négative.

De plus, une valeur élevée de Q_L peut donner lieu à une surtension importante.

Dans certaines conditions, ceci peut entraîner la destruction du transistor si des précautions adéquates ne sont pas prises (**Bibl. 8**).

● Pour un amortissement optimal et une pseudo-fréquence de résonance f'_2 correcte, la tension oscillante peut atteindre exactement U_{CEsat} à la fin du blocage du transistor, et ceci avec une pente du_{CE}/dt nulle (**fig. 18** et courbe b de la **fig. 15**).

La **figure 19** résume les trois cas examinés ci-dessus.

Il faut encore remarquer qu'un facteur de qualité relativement élevé permettra d'obtenir une bonne réjection des harmoniques, dont celles de rang pair (harmonique 2) sont prédominantes.

La **figure 20** montre les formes d'ondes idéales de u_{CE} , de i_c et du courant i_L dans la charge, ce dernier étant sinusoïdal à la fréquence de commutation $f = 1/T$ pour une valeur suffisamment élevée de Q_L .

Le courant i_L est déphasé d'un angle φ par rapport au signal de commutation u_E .

La comparaison des courbes a et b de la **figure 3** et des courbes b et c de la **figure 19** illustre bien la dualité qui existe entre les modes de fonctionnement en classe C et en classe E :

– **En classe C**, un courant impulsionnel produit aux bornes du circuit

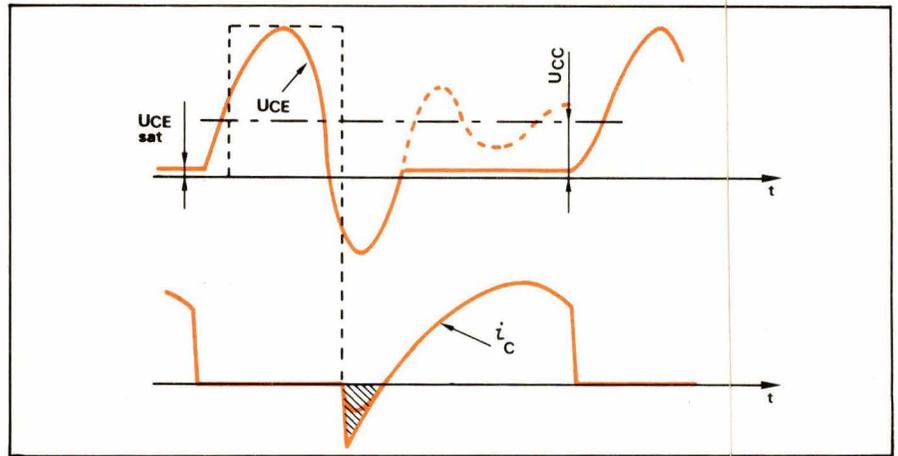


Fig. 17. – Pour une valeur trop élevée de Q_L , la tension oscillante devient négative : le transistor fonctionne dans le mode inversé avec apparition d'une pointe de courant négative.

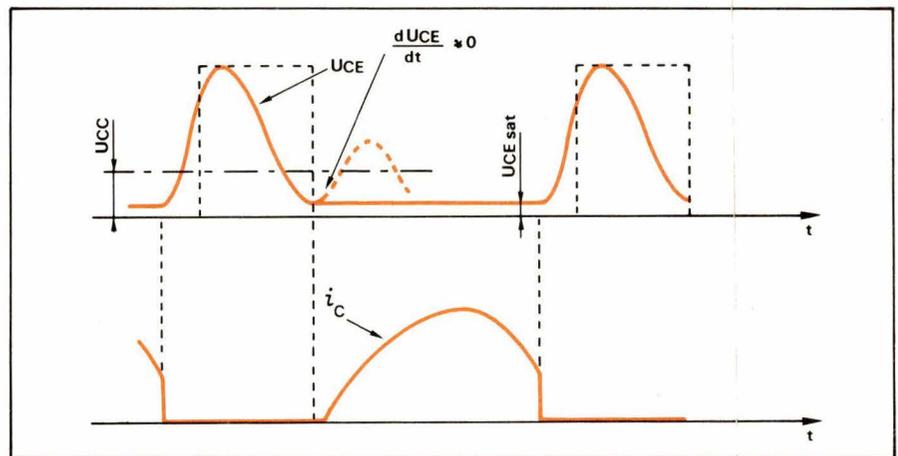


Fig. 18. – Pour un amortissement optimal et une pseudo-fréquence de résonance f'_2 correcte, u_{CE} atteint la valeur U_{CEsat} à la fin du blocage avec une pente nulle. Le courant i_c croît lentement au début de la mise en conduction du transistor.

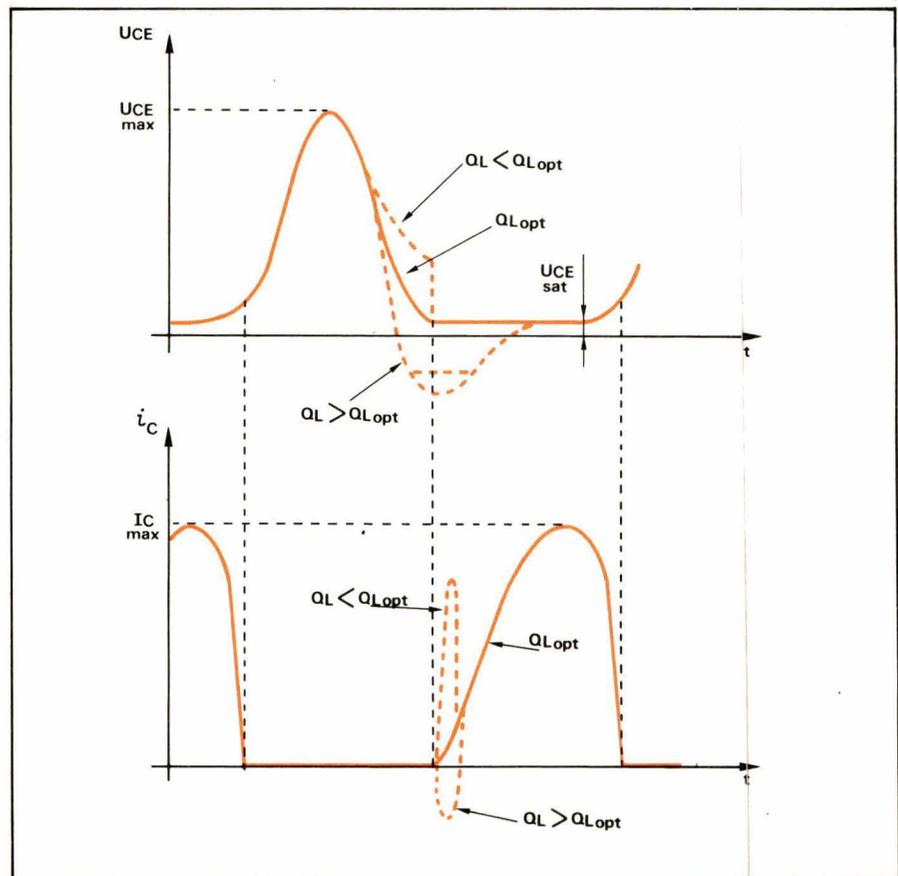


Fig. 19. – Selon la valeur de Q_L , les formes d'onde de u_{CE} et de i_c sont différentes.

de charge (fig. 2) une tension $u_{CE} = u_{ZL}$ sinusoïdale ;

– En classe E, des impulsions de tension u_{CE} forcent un courant i_L sinusoïdal dans le circuit de charge.

Conclusions

Le fonctionnement optimal du montage sera assuré pour des valeurs bien déterminées des éléments du circuit.

Le choix du facteur de qualité en charge Q_L résultera d'un compromis entre les considérations de rendement et de contenu en harmoniques du signal de sortie.

Les considérations développées dans les paragraphes qui précèdent permettent de dire qu'il existe une

Bibliographie

- (1) J. De Neef : L'Amplification HF de puissance (Electronique Applications, n° 6 – 1978, p. 107-117).
- (2) T.M. Scott : Tuned Power Amplifiers (IEEE Transactions on Circuit Theory, Sept. 1964, p. 385-389) - Vol. CT-11.
- (3) R. Hejhall : Systemizing RF Power Amplifier Design (Appl. Note AN-282 Motorola).
- (4) N.O. Sokal : Classe E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers (IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, n° 3, June 1975, p. 168-176).
- (5) D.R. Lohrmann : Amplifier has 85 % efficiency (Electronic Design Vol. 14, March 1, 1966, p. 38-43).
- (6) W.J. Chudobiak & D.F. Page : Frequency and Power limitations of Classe-D Transistor Amplifiers (IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-4, Feb. 1969, p.25-37).
- (7) X. : Boost Class-D RF Amplifiers efficiency (Electronic Design, vol. 16, Jan 4, 1968, p. 96-99).
- (8) United State Patent n° 3.919.656, Nov. 11, 1975 : High-Efficiency Tuned Switching Power Amplifier – Inventors : Nathan O. Sokal, Alan D. Sokal.
- (9) G. Metzger & J.P. Vabre : Electronique des impulsions - Tome I : Circuits à constantes localisées (Ed. Masson & Cie, Paris, 1966).

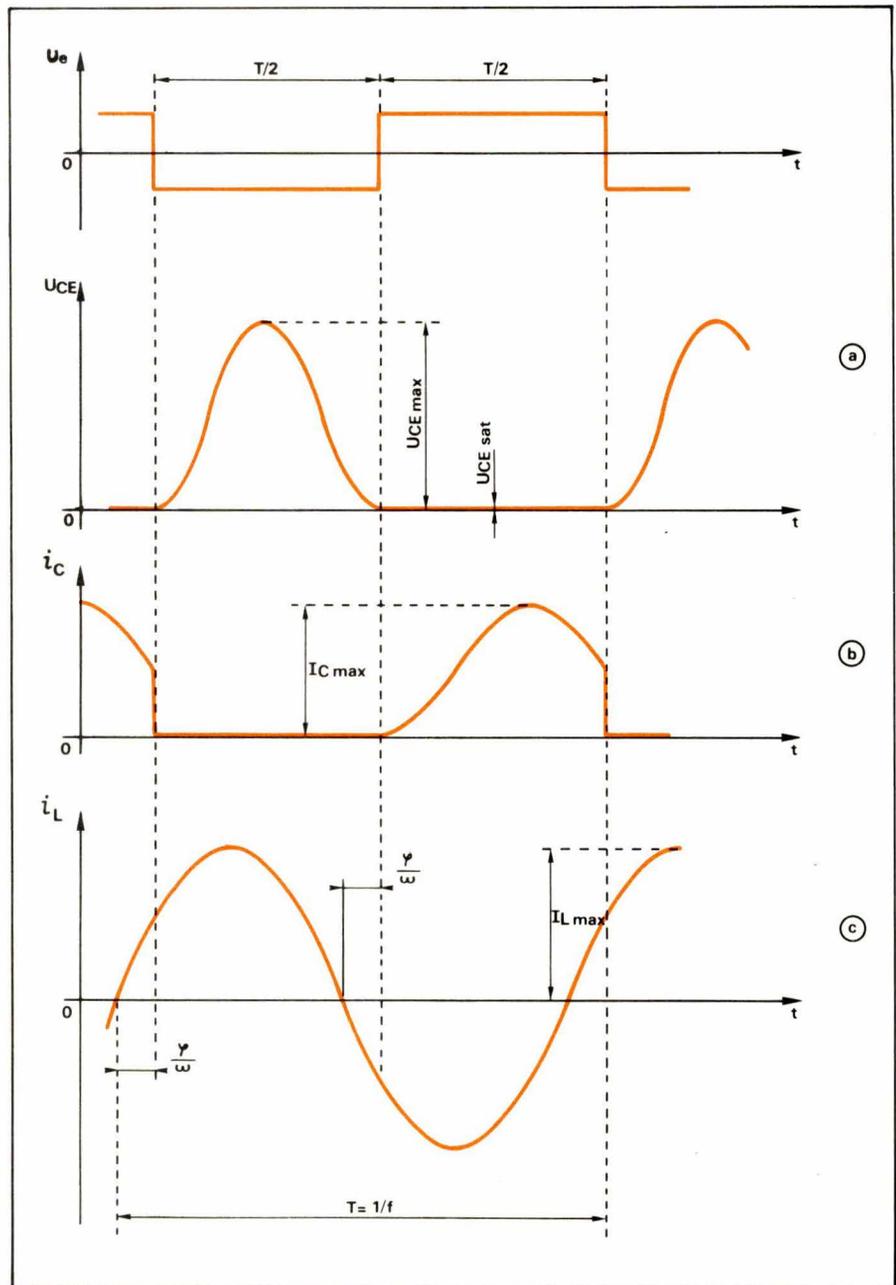


Fig. 20. – Dans le cas idéal, la forme du courant i_L dans la charge est une sinusoïde déphasée d'un angle φ par rapport au signal de commutation rectangulaire u_e .

corrélation entre la valeur de Q_L choisie et la valeur des éléments L_2 , C_1 et C_2 .

Il sera également intéressant d'examiner dans quelle mesure les caractéristiques propres du transistor commutateur (tensions de crête admissibles, temps de commutation, etc.) agissent sur les performances du système.

Dans la seconde partie de cette étude, nous exposerons les raisons

de base qui régissent la mise en équation de l'amplificateur classe E. On y trouvera les formules pour le calcul des éléments ainsi que le compte-rendu des vérifications et mesures effectuées au laboratoire d'électronique de l'I.S.I.B. dans le cadre des projets de fin d'études.

J. DE NEEF

Ingénieur industriel
Chargé de Cours
à l'Institut Supérieur Industriel
de l'Etat, à Bruxelles

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

**40 personnes
sur
1 000 m² couvert
à votre service
à 60 mn de Paris**

*Proto classique 48 heures.
Proto métallisé 6 jours.*



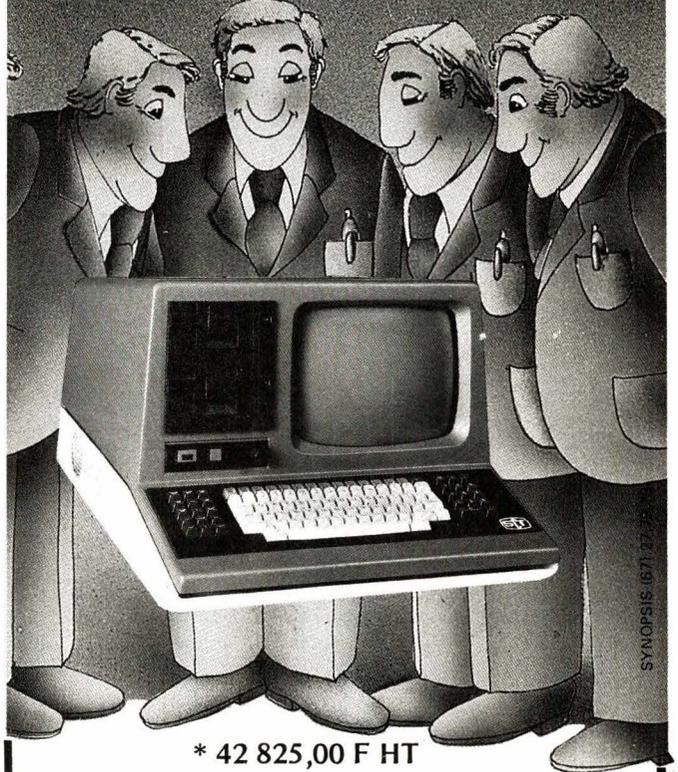
Fabrication industrielle et professionnelle de tout circuits imprimés simple face, double face, classique et à liaisons par trous métallisés. (Méthode Pattern uniquement)

**25, route d'Orléans, 45610 CHAINGY
Tél. : (38) 88.86.67 lignes groupées.**

ordom

une production française

Matériel réaliste, prix compétitif
Matériel français adapté à des besoins français ...



* 42 825,00 F HT

L'ORDOM supporte toutes vos applications :
• La gestion, les traitements de textes et même le contrôle de processus.

**ORDOM, LE HAUT DE GAMME
DES MICRO-ORDINATEURS.**

SES ATOUTS

Enfin un clavier sérieux (103 touches) comprenant :

- Le clavier principal ergonomique
- 14 touches de fonctions
- Un pavé de gestion de l'écran
- Un pavé numérique
- Un écran grande diagonale qui ménage la vue de l'utilisateur, anti-reflet, affichage vert, caractères de grandes dimensions, 1 920 caractères en 24 lignes ou un graphisme haute résolution : 320 x 250 points.

UNE MEMOIRE D'ELEPHANT

FLOPPY : 556 K octets formatés. Adjonction possible de 556 K octets supplémentaires.

LOGICIELS : Système d'exploitation et langages de hauts niveaux.



TOUTELECTRIC

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE
15, Bd Bonrepos BP 406
31008 TOULOUSE CEDEX
TEL. (61) 62.11.33 TELEX 531501 F

Bon à découper

Demande de documentation à retourner à :
DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

15, Bd Bonrepos - BP 406 - 31008 TOULOUSE CEDEX

Nom : Fonction :

Société ou Organisme :

Rue : N° : Tél. :

Ville : Code Postal :

disponibles sur stock!

VMOS TRANSISTORS

types disponibles
en gros volume dans les deux canaux:



TO-202

TO-92

type	BS 170	BS 250	BS 107*	BD 512	BD 522
canal	N	P	N	P	N
tension	60 V	-45 V	200 V	-60 V	60 V
courant drain	0,5 A	-0,5 A	0,12 A	-2 A	2 A
boîtier	TO-92	TO-92	TO-92	TO-202	TO-202

* conçu spécialement pour le poste téléphonique

ALMEX: 92160 Antony, Tél. (1) 666 21 12, Télex 250 067
DIMEE: 93120 La Courneuve, Tél. (1) 833 71 73, Télex 230 524
SICOPEL: 91550 Paray Vieille Poste, Tél. (6) 687 24 61, Télex 250 603
E.S.D.: 91550 Paray Vieille Poste, Tél. (6) 687 32 54, Télex 250 603
C.E.L.N.: 59230 St Amand Les Eaux, Tél. (27) 48 53 39, Télex 120 206
HOHL & DANNER: 67450 Mundolsheim, Tél. (88) 20 90 11, Télex 890 245; **BESSON:** 38100 Grenoble, Tél. (76) 96 10 72, Télex 320 350
EUROMAIL: 13290 Les Milles, Tél. (42) 26 58 11, Télex 420 342
IDEM: 31200 Toulouse, Tél. (61) 26 14 10, Télex 520 897
 33000 Bordeaux, Tél. (56) 44 61 27, Télex 541 539
DISELCO: 35000 Rennes, Tél. (99) 53 27 11, Télex 740 983

Demandez dès aujourd'hui la brochure
«VMOS Application Ideas»** et les prix compétitifs à
votre distributeur agréé ITT Semiconducteurs.

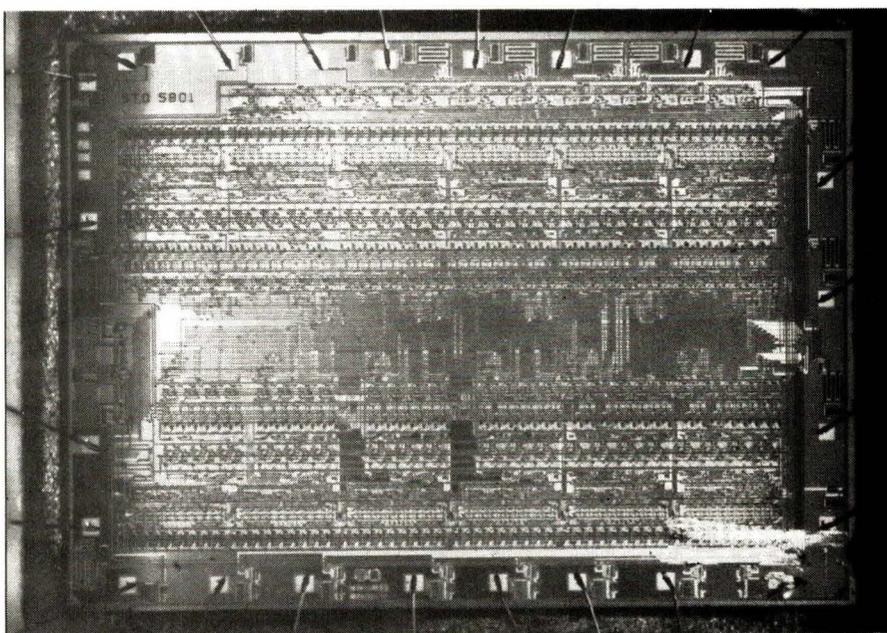
**texte en français paru dans Electronique Applications Nos. 15 et 16

semiconducteurs **ITT**

SERVICE-LECTEURS N° 182

Modérons tout de même un peu notre enthousiasme. En fait, le nouveau circuit proposé par ITT Semiconducteurs sous la référence SAA1900 est un circuit comportant toutes les fonctions d'un petit orgue électronique, en dehors des filtres et de l'étage de puissance. Développé à l'origine pour un grand fabricant (italien, bien sûr) d'orgues de bas de gamme, le circuit est maintenant disponible sur le marché libre pour moins de 80 F. Il permet de réaliser un orgue de 56 touches, groupées en deux parties : Solo et Accompagnement.

Un orgue sur une puce



Le chip

Voyons un peu ce que le circuit a dans son ventre. Le schéma synoptique **figure 1** nous révèle cinq fonctions :

- **l'horloge**, tout d'abord, fournit la fréquence de base pour les générateurs de tons, ainsi que deux phases, $\varnothing 1$ et $\varnothing 2$, servant à cadencer le chip. Les fréquences sont obtenues à partir d'un oscillateur externe de 0,5 MHz ;
 - après l'horloge, **les générateurs de tons**. Il s'agit en fait d'un générateur-maître, produisant les 12 tons de l'octave la plus élevée, lequel est suivi d'étages de division de fréquence pour obtenir les octaves inférieures (l'orgue comporte $4\frac{1}{3}$ octaves). Le tableau, plus loin, nous fournit les fréquences de sortie touche par touche, lorsque la fréquence de base est de 0,5 MHz ;
 - **les sources de courant** se répartissent en deux groupes. Le premier groupe produit les signaux de sortie 4' (pied) et 8'. La valeur moyenne de ces courants rectangulaires reste constante afin d'éviter les claquements de commutation lorsqu'une ou plusieurs touches sont actionnées. Le deuxième groupe alimente les sorties CH-Out et B-Out (explications plus loin), mais sans suppression de transitoires. L'amplitude de la sortie Chord peut être contrôlée (modifiée) au moyen d'une tension externe appliquée à la broche 24 (Mod-In) ;
 - **Bass-Select** est un contrôle destiné à sélectionner un signal de basses en fonction du niveau Bs-In. Une seule fréquence sera de ce fait disponible, soit la plus élevée, soit la plus basse de cette octave.
- Vient enfin la partie destinée à contrôler le clavier. Cette partie comporte :

– **56 bascules bistables**, soit une par touche. L'identification des contacts de touche et la mise des bascules sont effectuées par :

– **le scanner**. Celui-ci représente la partie la plus originale du circuit. Au moyen de 8 sorties (broches 12 à 19) formant une matrice de 56 points, le scanner opère un balayage permanent destiné à identifier la touche pressée. Le signal d'identification est renvoyé par la matrice aux entrées du scanner (broches 4 à 10) pour procéder à la mise des bascules correspondant aux touches.

Mode opératoire

Le fonctionnement du circuit est analysé ici de façon succincte, en reprenant les fonctions de chaque broche :

– La broche 1 est la masse (O, V_{SS}), c'est-à-dire le pôle positif de la tension d'alimentation. Toutes les indications de tension se réfèrent à ce potentiel.

– La broche 2 est la sortie Basses (B-Out) et consiste en un transistor à drain ouvert. elle ne peut être activée que par la partie Accompagnement du clavier. Grâce à la fonction Bass-Select, une seule note sera délivrée, même si toutes les touches

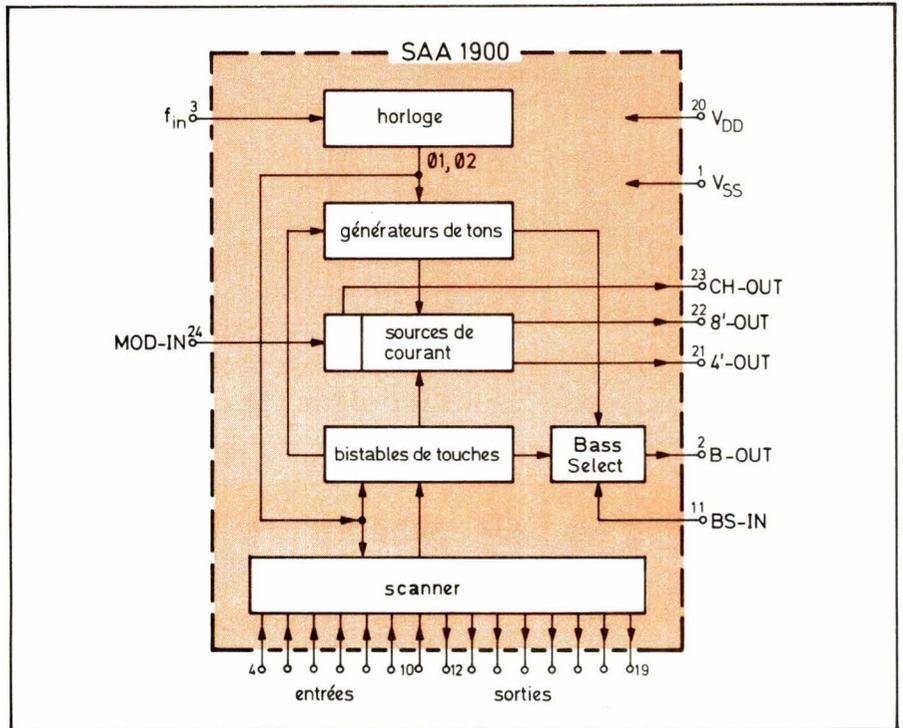


Fig. 1. – Schéma synoptique du SAA 1900.

sont pressées. Il est recommandé de relier cette sortie à V_{DD} à travers une résistance d'au moins 18 k Ω .

– La broche 3 est l'entrée pour la fréquence de base f_{in} . L'introduction de cette horloge peut se faire directement ou à travers un condensateur de couplage. Dans ce dernier cas,

une tension de polarisation d'un tiers de V_{DD} devra être délivrée à cette broche 3 à travers un diviseur de tension.

– Les broches 4 à 10 sont les entrées du scanner, c'est-à-dire respectivement les colonnes 49, 41, 33, 25, 17, 9 et 1 (se reporter au

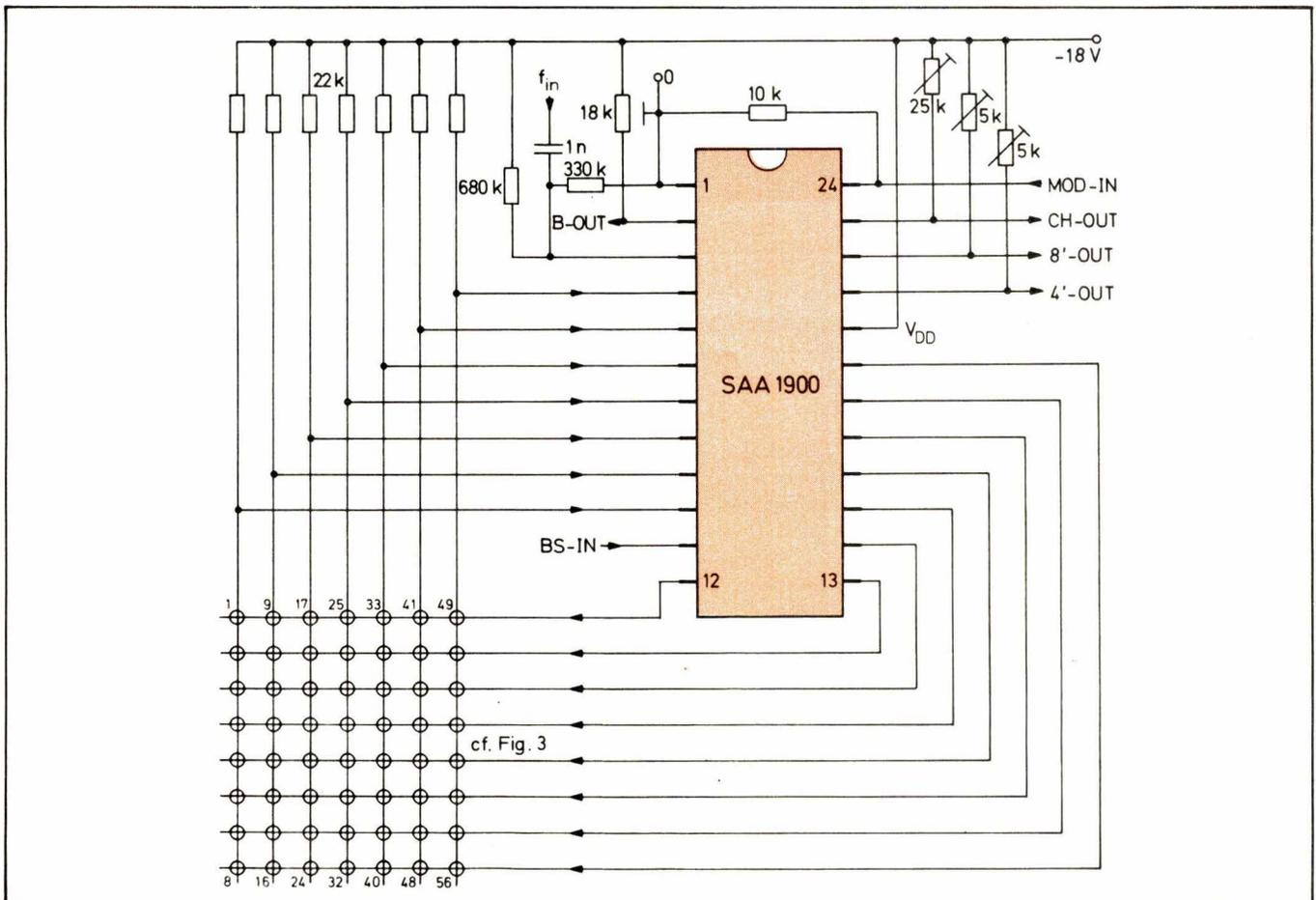


Fig. 2. – Schéma d'application du SAA 1900.

schéma d'application). Chacune de ces entrées est branchée sur V_{DD} à travers une résistance pull-up de $22\text{ k}\Omega$. Les impulsions délivrées par les sorties du scanner parviennent à ces entrées lorsque les touches sont pressées (fig. 2 et 3). Le tableau donne la corrélation entre les contacts de touche 1 à 56 et les entrées/sorties du scanner :

– La broche 11 (Bs-In) est l'entrée Bass-Select. Lorsqu'elle est au niveau H, c'est la note jouée la plus basse qui est délivrée à la broche 2 et vice versa : si la broche 11 est au niveau L, c'est la note jouée la plus haute qui sera émise.

– Les broches 12 à 19 sont les sorties du scanner et correspondent aux rangées 1 à 8. C'est là qu'apparaît la fonction initiale du scanner, consistant à reconnaître les touches pressées. Le scanner émet à travers ces broches des impulsions séquentielles (voir diagramme fig. 4) qui seront transmises aux entrées du scanner à travers les contacts fermés. Chaque contact sera assorti d'une diode signal 1N4148 avec la cathode du côté de l'entrée du scanner. Si le scanner est cadencé par une horloge de $0,5\text{ MHz}$, la fréquence d'exploration du scanner sera de $27,6\text{ kHz}$, avec une durée d'impulsion de $4\text{ }\mu\text{s}$ et une période $T = 1/27,6\text{ kHz} = 36\text{ }\mu\text{s}$.

– La broche 20 est le pôle négatif de la tension d'alimentation (V_{DD}).

– La broche 21 est la sortie Voix 4' (4'-Out). Comme on peut le constater dans le grand tableau, le clavier est divisé en deux parties : la première comportant 37 touches est appelée Solo et la deuxième comportant 19 touches est appelée Accompagnement. Chaque contact fermé dans la partie Solo produit un courant rectangulaire d'environ $100\text{ }\mu\text{A}$ crête/crête à la broche 21. La valeur moyenne du courant reste constante afin de supprimer les claquements des contacts. Le potentiomètre pull-up à la broche 21 sert à ajuster la tension de polarisation, par exemple au niveau $V_{DD}/2$. L'amplitude du signal tonique sera par conséquent de $100\text{ }\mu\text{A} \times$ résistance pull-up, par contact fermé. Les sources de courant émettant sur la broche 21 sont conçues de telle façon que la somme de signal ne soit pas limitée tant que le nombre de touches pressées ne dépasse pas 12.

La précision des fréquences produites par le SAA 1900 est conforme aux standards des circuits intégrés synthétisant l'octave supérieure, soit $\pm 0,07\%$.

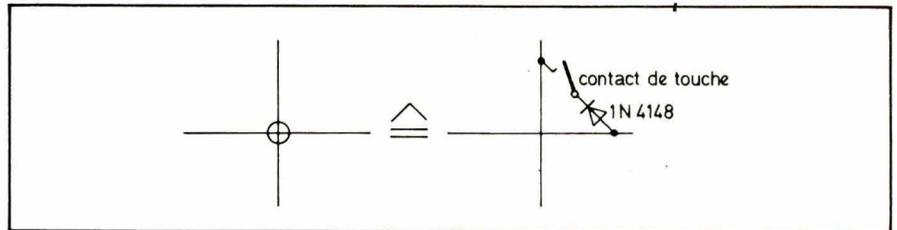


Fig. 3. – Configuration d'un point de matrice.

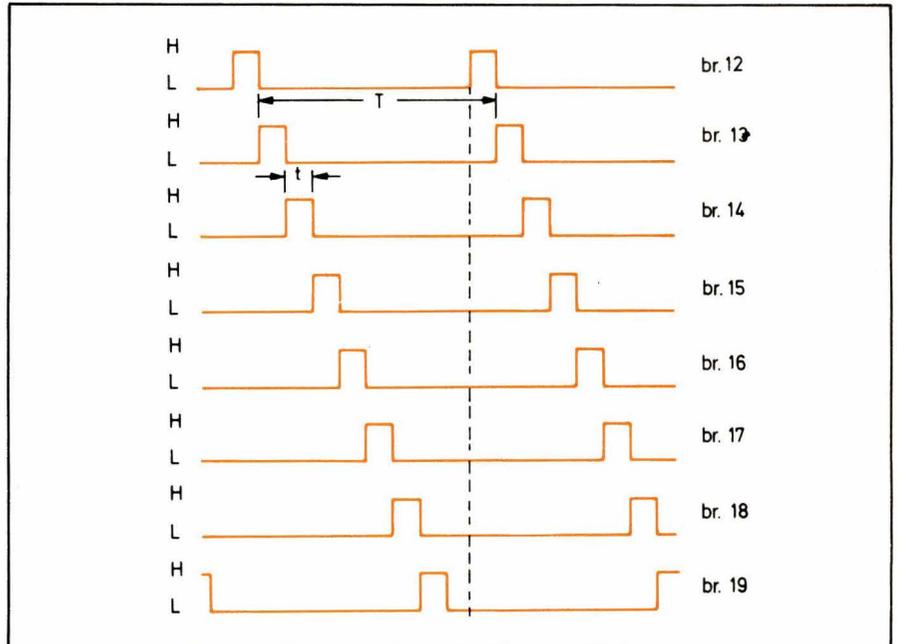


Fig. 4. – Diagramme des impulsions de sortie du scanner.

Broche	10	9	8	7	6	5	4
12	1	9	17	25	33	41	49
13	2	10	18	26	34	42	50
14	3	11	19	27	35	43	51
15	4	12	20	28	36	44	52
16	5	13	21	29	37	45	53
17	6	14	22	30	38	46	54
18	7	15	23	31	39	47	55
19	8	16	24	32	40	48	56

Conditions recommandées

	min.	type	max.
Tension d'alimentation ($-V_{DD}$)	16,5	18	19,5 V
Tension d'entrée aux broches 4 à 10 ($-V_{IH}$)	0	–	2,5 V
($-V_{IL}$)	10	–	$V_{DD}V$
Tension d'entrée aux broches 3 et 11 ($-V_{IH}$)	0	–	0,8 V
($-V_{IL}$)	10	–	$V_{DD}V$
Tension d'entrée à la broche 24	cf. graphique		
Fréquence d'entrée (f_{in})	–	0,5	1 MHz
Capacité de charge broches 12 à 19 (C_L)	–	–	100 pF
Courant de sortie basse, broche 2 (I_2)	–	1	2 mA

Caractéristiques pour $-V_{DD} = 18\text{ V}$, $f_{in} = 0,5\text{ MHz}$, $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$

Consommation ($-I_{DD}$)	40 ... 50 mA
Chute de tension à travers les transistors de sortie à drain ouvert, br. 2, 12 – 19 pour $-I_D = 1\text{ mA}$ (ΔV)	1 V max.
Fréquence de sortie br. 12 – 19	27,6 kHz typ.
Résistance d'entrée br. 3, 11 – 24	10 M Ω min.
Fréquence d'entrée br. 2, 21, 23	cf. tableau
Variation d'amplitude aux sorties br. 21, 22 et 23 à 150 mV, crête/crête (ΔV)	$\pm 1,5\text{ dB}$ max.
Rapport signal/bruit, touche 1 ou touche 38 pressée (S/N)	40 dB min.

Valeurs limites

Tension drain ($-V_{DD}$)	20 V
Tension aux autres broches	-0,3 à + 30 V
Courants de sortie ($-I_O$)	6 mA
Température ambiante de fonct. (T_a)	-20 à + 65 °C

Touche N°	Sortie 4'	Sortie 8'	Sortie CHORD	Sortie BASS	Note	f Hz
1	Do 7	Do 6			Do 7	2 092.0
2	Si 6	Si 5			Si 6	1 970.2
3	La # 6	La # 5			La # 6	1 865.6
4	La 6	La 5			La 6	1 760.5
5	Sol # 6	Sol # 5			Sol # 6	1 661.1
6	Sol 6	Sol 5			Sol 6	1 567.4
7	Fa # 6	Fa # 5			Fa # 6	1 497.3
8	Fa 6	Fa 5			Fa 6	1 396.6
9	Mi 6	Mi 5			Mi 6	1 319.2
10	Ré # 6	Ré # 5			Ré # 6	1 243.8
11	Ré 6	Ré 6			Ré 6	1 173.7
12	Do # 6	Do # 5			Do # 6	1 108.6
13	Do 6	Do 5			Do 6	1 046.0
14	Si 5	Si 4			Si 5	988.1
15	La # 5	La # 4			La # 5	932.8
16	La 5	La 4			La 5	880.2
17	Sol # 5	Sol # 4			Sol # 5	830.5
18	Sol 5	Sol 4			Sol 5	783.7
19	Fa # 5	Fa # 4			Fa # 5	739.7
20	Fa 5	Fa 4			Fa 5	698.3
21	Mi 5	Mi 4			Mi 5	659.6
22	Ré # 5	Ré # 4			Ré # 5	621.9
23	Ré 5	Ré 4			Ré 5	586.8
24	Do # 5	Do # 4			Do # 5	554.3
25	Do 5	Do 4			Do 5	523
26	Si 4	Si 3			Si 4	494
27	La # 4	La # 3			La # 4	466
28	La 4	La 3			La 4	440
29	Sol # 4	Sol # 3			Sol # 4	415
30	Sol 4	Sol 3			Sol 4	392
31	Fa # 4	Fa # 3			Fa # 4	370
32	Fa 4	Fa 3			Fa 4	349
33	Mi 4	Mi 3			Mi 4	330
34	Ré # 4	Ré # 3			Ré # 4	311
35	Ré 4	Ré 3			Ré 4	293
36	Do # 4	Do # 3			Do # 4	277
37	Do 4	Do 3			Do 4	262
38		Si 4	Si 3	Si 3	Si 3	247
39		La # 4	La # 3	La # 3	La # 3	233
40		La 4	La 3	La 3	La 3	220
41		Sol # 4	Sol # 3	Sol # 3	Sol # 3	208
42		Sol 4	Sol 3	Sol 3	Sol 3	196
43		Fa # 4	Fa # 3	Fa # 3	Fa # 3	185
44		Fa 4	Fa 3	Fa 3	Fa 3	175
45		Mi 4	Mi 3	Mi 3	Mi 3	165
46		Ré # 4	Ré # 3	Ré # 3	Ré # 3	156
47		Ré 4	Ré 3	Ré 3	Ré 3	147
48		Do # 4	Do # 3	Do # 3	Do # 3	139
49		Do 4	Do 3	Do 3	Do 3	131
50		Si 3	Si 2	Si 2	Si 2	123
51		La # 3	La # 2	La # 2	La # 2	117
52		La 3	La 2	La 2	La 2	110
53		Sol # 3	Sol # 2	Sol # 2	Sol # 2	104
54		Sol 3	Sol 2	Sol 2	Sol 2	98
55		Fa # 3	Fa # 2	Fa # 2	Fa # 2	92
56		Fa 3	Fa 2	Fa 2	Fa 2	97

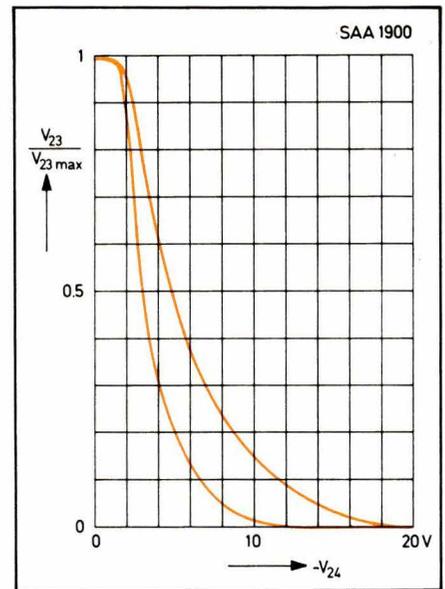


Fig. 5. - Caractéristiques de transfert de la modulation Chord.

- La broche 22 est la sortie Voix 8' (8'-Out). La sortie est en fait identique à celle de la broche 21, sauf qu'elle se situe à une octave inférieure et que le taux d'impulsion est de 50 %.

- La broche 23 est la sortie Chord (CH-Out), qui n'est activée que par les touches Accompagnement. Cette sortie peut délivrer des signaux uniques ou additionnés. Le potentiomètre pull-up à la même fonction que ceux aux broches 21 et 22. L'amplitude du signal de sortie peut être modulée au moyen d'un signal de modulation envoyé à la broche 24.

- La broche 24 est l'entrée Chord Modulation (Mod-In). Le graphique de la figure 5 montre la relation entre la tension appliquée à la broche 24 et l'amplitude du signal délivré à la broche 23. L'amplitude maximale est obtenue par une tension de 0 à -3 V. De -3 à -10 V, cette amplitude se réduit jusqu'à 90 %. En appliquant la tension V_{DD} à la broche 24, la sortie Chord sera entièrement bloquée.

Comme il n'existe pas de fiche technique en français, donnons encore les caractéristiques électriques du circuit, pour ceux qui sont tentés par la réalisation.

Guy Wolff
ITT Semiconducteurs

L'amplificateur opérationnel en circuits intégrés bénéficie de quinze ans de raffinements techniques qui ont permis de porter ses paramètres au plus près de l'idéal. Les tensions de décalage et les courants d'entrée ont été réduits ; les impédances d'entrée, slew-rate et bande passante ont été augmentés. Un des concepts de design ayant amélioré les paramètres des amplis-op est l'utilisation de FET dans l'étage d'entrée, avec les avantages évidents de très faible courant d'entrée et très forte impédance d'entrée. Le premier ampli-op monolithique à FET, le μA 740, a une impédance d'entrée typique de $10^{12} \Omega$ et un courant d'entrée typique de 100 pA. Cependant le μA 740 présente une tension d'offset relativement importante due au faible appariement des FET d'entrée diffusés.

Le « QUADRAFET » *

Principe et applications

La famille d'amplis-op QUADRAFET fut introduite par Fairchild en 1978, incluant le μAF 771 (simple), le μAF 772 (double) et le μAF 774 (quadruple). Les amplis-op QUADRAFET incorporent des J-FET à implantation ionique bien appariés, sur le même substrat que des transistors bipolaires, comptant pour beaucoup dans leurs performances supérieures. Les paramètres-clés typiques des QUADRAFET sont :

- faible courant de polarisation d'entrée (100 pA),
- faible courant de décalage d'entrée (50 pA),
- slew-rate élevé ($13 \text{ V} / \mu\text{s}$),
- large bande passante (3 MHz),
- faible bruit ($16 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ à 1 kHz).

La première partie de ce dossier concerne les caractéristiques du circuit des amplis-op QUADRAFET qui sont responsables de leur meilleure performance, et inclut un examen des entrées QUADRA. Les effets des entrées JFET sur les courants d'entrée, slew-rate, distorsion et bruit sont également présentés. La seconde partie de la note d'application place les QUADRAFET dans divers circuits incluant l'instrumentation, les filtres actifs et les applications audio.. La performance de l'ampli-op QUADRAFET est souvent comparée à celle d'un ampli-op standard comme le μA 741. Ces comparaisons veulent montrer que les amplis QUADRAFET peuvent non seulement remplacer la plupart des amplis-op à entrées FET, mais aussi presque tous les autres amplis-op en améliorant nettement les performances des circuits.

* Marque déposée Fairchild.

Caractéristiques du circuit QUADRAFET

L'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel est critique, parce qu'il détermine plusieurs paramètres dc importants tels le courant de polarisation d'entrée, la tension de décalage à l'entrée, et l'impédance d'entrée. Il y a deux types de design courant pour l'étage d'entrée, l'un utilise des transistors bipolaires et l'autre des FET. Les différences entre transistors bipolaires et FET créent une différence significative dans la performance de l'étage d'entrée de l'ampli-op.

Les transistors bipolaires travaillant en courant ont généralement un gain plus élevé et peuvent fonctionner à de plus basses tensions d'alimentation. De leur côté, les FET travaillant en tension ont une plus forte impédance d'entrée et un courant de polarisation d'entrée plus faible.

Dans les amplis-op QUADRAFET, les JFET de l'étage d'entrée sont fabriqués sur le même substrat que des transistors bipolaires. Avec la haute impédance d'entrée et le faible courant de polarisation, les entrées JFET autorisent un slew-rate élevé, un faible bruit et une faible distortion.

Réalisation des JFET

Des JFET peuvent être fabriqués en circuits intégrés selon deux procédés : la double diffusion ou l'implantation ionique. La technique plus ancienne de double diffusion utilisée dans l'ampli-op à entrées FET $\mu A 740$ est similaire à celle d'un transistor bipolaire courant, sauf qu'une seconde opération forme la grille supérieure du FET. C'est ce qui donne son nom au procédé. Un inconvénient du procédé de double diffusion est la tension de claquage limitée qui nécessite un étage d'entrée plus complexe. Ce procédé est assez délicat à contrôler, ce qui peut conduire à des tensions de décalage élevées.

Dans le procédé à implantation ionique, au lieu de diffuser des ions d'impuretés dans la puce, on la place dans un vide et la soumet au bombardement d'ions. La puce est portée en température pour assimiler les ions d'impuretés. L'implantation ionique permet une tension de claquage plus élevée et ainsi un étage d'entrée plus simple. L'implantation est plus précise et mieux contrôlable que la double diffusion, ce qui réduit les tensions de décalage. Le procédé d'implantation ionique est utilisé

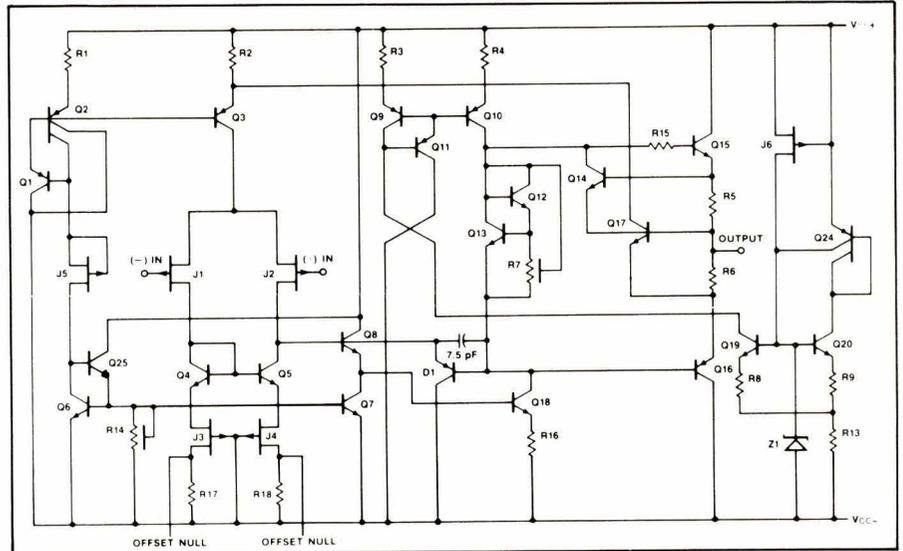


Fig. 1. — Schéma d'un canal de QUADRAFET.

pour les entrées JFET des amplis opérationnels QUADRAFET.

Etude du circuit QUADRAFET

La conception interne des $\mu AF 771$, $\mu AF 772$ et $\mu AF 774$ est quasiment la même. Le **figure 1** montre un canal typique d'ampli-op QUADRAFET et met en évidence les particularités importantes du circuit. Les éléments essentiels de l'étage d'entrée, les JFET J_1 et J_2 sont composés chacun de deux JFET montés en parallèle. Ces quatre JFET forment l'entrée QUADRA détaillée plus loin. Les transistors bipolaires Q_4 et Q_5 fournissent une charge active pour J_1 et J_2 , tandis que J_3 et J_4 sont les charges d'émetteur de Q_4 et Q_5 respectivement.

Le JFET J_5 , monté en générateur de courant I_{DSS} , établit la polarisation de tout l'étage d'entrée. Les transistors Q_2 et Q_3 forment un miroir de courant avec contre-réaction par Q_1 , polarisant les drains de J_1 et J_2 . Les transistors Q_6 et Q_7 forment un autre miroir de courant pour polariser Q_8 .

Dans l'étage intermédiaire, le gain est fourni par l'amplificateur en émetteur commun de Q_8 et Q_{18} , compensé par une capacité de 7,5 pF. Le décalage en continu nécessaire pour l'adaptation des étages d'entrée et de sortie est réalisé par R_7 , Q_{12} et le transistor Q_{13} monté en diode.

L'étage de sortie en classe AB est formé par Q_{15} et Q_{16} montés en amplificateur complémentaire NPN-PNP. Les transistors Q_{14} et Q_{17} réalisent une protection active contre les courts-circuits. Si la chute de tension à travers R_5 et R_6 dépasse la tension base-émetteur V_{BE} , Q_{14} et Q_{17} se sa-

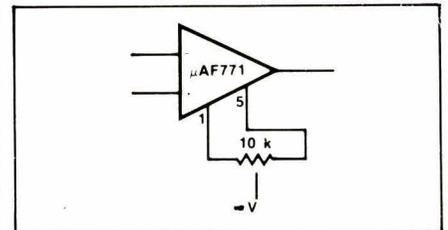


Fig. 2. — Correction de la tension de décalage sur le $\mu AF 771$.

turent et éliminent la commande de Q_{15} et Q_{16} .

La polarisation des étages intermédiaire et de sortie est séparée de la polarisation de l'étage d'entrée. Le JFET J_6 est utilisé comme une source de courant uniquement au moment de la mise sous tension. Alors il fournit du courant à la diode de référence Z_1 qui établit la polarisation régulée de 6,4 V sur tous les amplis-op. Ceci terminé, la polarisation en courant pour les étages intermédiaires et de sortie est fournie par Q_9 , Q_{10} et Q_{11} . Les transistors Q_9 et Q_{10} forment une source de courant multiple, alors que Q_{11} fournit la contre-réaction.

La possibilité d'annulation de la tension de décalage existe sur le $\mu AF 771$ et sur le $\mu AF 772-14$ pin seulement. Un potentiomètre de 10 k Ω est connecté entre les pin 1 et 5 (**fig. 2**) avec le curseur relié au potentiel négatif d'alimentation, typiquement -15 V. En court-circuitant les entrées, on réglera ce potentiomètre pour obtenir 0V en sortie.

Gamme de tensions de mode commun

C'est la moyenne des tensions présentes aux entrées différentielles de l'ampli-op en respectant la masse du dispositif. Par exemple, un niveau

de + 5 V sur l'entrée inverseuse et un niveau de + 9 V sur l'entrée non inverseuse donnent une tension de mode commun de + 7 V. Il s'agit donc de la gamme de tensions de mode commun dans laquelle le dispositif fonctionne de façon linéaire.

Les amplificateurs QUADRAFET ont une gamme de tensions de mode commun minimum garantie de ± 11 V pour une alimentation de ± 15 V ; le signal d'entrée ne doit pas dépasser ces limites. En cas de dépassement, la sortie de l'ampli-op QUADRAFET inversera du fait de la saturation de l'étage d'entrée. La **figure 3** montre la gamme typique de tension de mode commun en fonction de la tension d'alimentation de l'ampli-op QUADRAFET.

Les entrées QUADRA

Une des caractéristiques-clés de design de l'amplificateur QUADRAFET est l'entrée à couplage en croix ou QUADRA. Bien que les configurations d'entrée QUADRA ne soient pas nouvelles (les μA 725 et μA 714 de Fairchild comportaient des entrées QUADRA à transistors bipolaires), les amplis-op QUADRAFET innovent avec une structure à quatre JFET en croix. Un étage d'entrée traditionnel d'ampli-op consiste en deux transistors en configuration différentielle (**fig. 4**). Un circuit d'entrée en croix ou QUADRA ajoute à cette paire différentielle des transistors en parallèle (**fig. 5**). L'entrée d'un ampli-op QUADRAFET est basée sur le même principe, excepté que des transistors FET à jonctions (JFET) remplacent les transistors bipolaires (**fig. 6**).

Il y a deux avantages de base aux entrées QUADRA. Premièrement, les paires différentielles en croix présentent un meilleur appariement, ce qui améliore de façon significative des paramètres d'entrée importants comme la tension de décalage V_{OS} et le courant de décalage I_{OS} . La tension de décalage est principalement causée par un déséquilibre des V_{BE} dans la paire différentielle. Si les V_{BE} de Q_1 et Q_2 sont parfaitement identiques, la tension V_{OS} est faible. Le courant I_{OS} est lié au beta de la paire différentielle. Un déséquilibre important dans les gains de Q_1 et de Q_2 produit un courant I_{OS} élevé. Les transistors d'une structure en croix ont une parité en V_{BE} et en gain plus proche de l'idéal car les effets de variations en fabrication sont éliminés.

En production, une variation ou un gradient dans l'une des étapes de fabrication peut se développer dans le dispositif dans presque toutes les

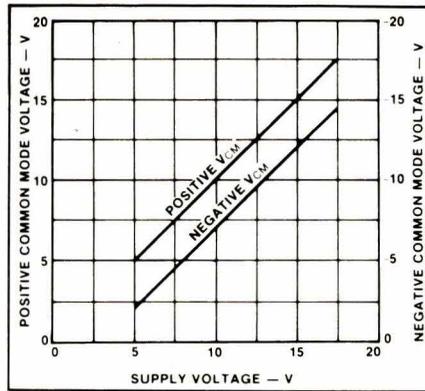


Fig. 3. — Tension de mode commun en fonction de la tension d'alimentation.

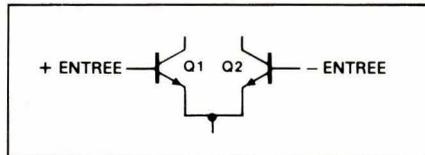


Fig. 4. — Entrée bipolaire traditionnelle.

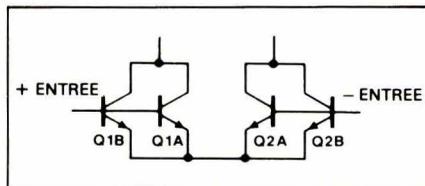


Fig. 5. — Entrée bipolaire doublée.

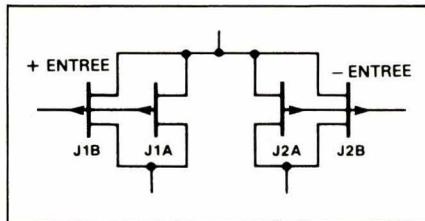


Fig. 6. — Entrée JFET doublée.

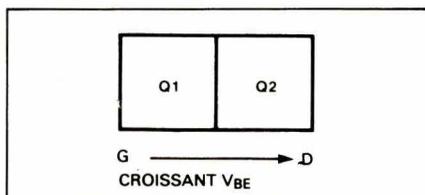


Fig. 7. — Géométrie traditionnelle d'entrée.

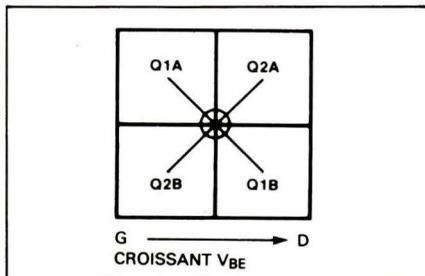


Fig. 8. — Géométrie d'entrée QUADRA.

directions. Pour un ampli-op non équipé d'un différentiel QUADRA, les effets d'un gradient qui fait varier le V_{BE} sont montrés en **figure 7**. En supposant que le gradient augmente V_{BE} de gauche à droite, le V_{BE} de Q_2 est plus grand que celui de Q_1 , et l'ampli présente certainement une

forte tension de décalage. La **figure 8** montre comment les entrées QUADRA éliminent ce problème. Les transistors de l'entrée différentielle QUADRA sont couramment disposés physiquement avec le même centre géométrique, indiqué par le cercle au centre de la figure. En supposant de nouveau qu'un gradient de fabrication augmente le V_{BE} de gauche à droite, les valeurs seront plus fortes à droite qu'à gauche.

$$Q2A V_{BE} > Q2B V_{BE}$$

$$\text{et } Q1B V_{BE} > Q1A V_{BE}.$$

Comme les entrées QUADRA ont le même centre géométrique, la différence de V_{BE} entre $Q1A$ et $Q1B$ est la même que celle entre $Q2A$ et $Q2B$, et elles s'annulent effectivement. Dans les amplis-op QUADRAFET, des JFET remplacent les transistors bipolaires en croix et la tension de décalage résulte des différences en V_{GS} au lieu de V_{BE} , mais l'appariement est encore meilleur. Ceci assure un plus grand pourcentage de circuits à faibles tensions et courants de décalage.

Le second avantage de base des entrées QUADRA est une réduction des effets des gradients de température. Parce que la majeure partie de la chaleur dans un ampli-op est générée dans l'étage de sortie, la température décroît quand la distance augmente avec la sortie. La réduction des effets de cette variation de température (ou gradient de température) améliore la séparation des canaux et réduit la variation de la tension de décalage due à l'échauffement interne.

Dans les amplis-op dépourvus d'entrée QUADRA, un gradient de température affecte la paire différentielle de façon inégale, et conduit à une variation significative de tension d'offset quand l'étage de sortie s'échauffe. Dans les amplis à entrée QUADRA, un gradient de température affecte la paire différentielle de façon égale et il n'y a donc pas de changement de la tension de décalage dû à l'échauffement interne. La structure QUADRA n'influe cependant pas sur les variations de V_{OS} dues aux variations de la température ambiante (extérieure).

La séparation des canaux dans les modèles doubles ou quadruples est la variation de V_{OS} d'un amplificateur due à la variation de dissipation dans un autre amplificateur du même boîtier. Les doubles ou quadruples dépourvus d'entrées QUADRA peuvent présenter une faible séparation des amplis à cause des gradients de température. Les entrées QUADRA

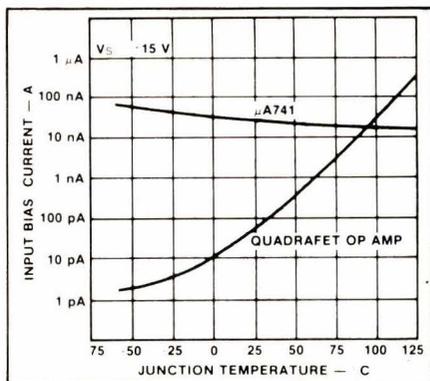


Fig. 9. - Courant de polarisation d'entrée = (f) température.

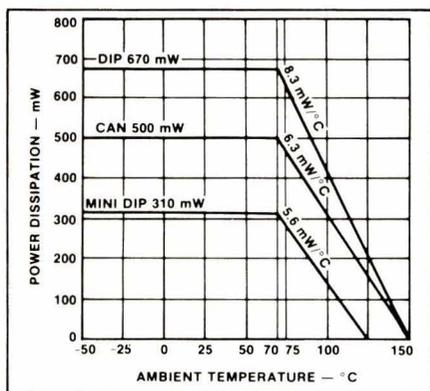


Fig. 10. - Dissipation de puissance = (f) température.

éliminent les effets de transfert de chaleur entre les différents amplis d'un même boîtier de telle sorte que la séparation des canaux typique des amplis QUADRAFET est de 120 dB.

Courants d'entrée, température et boîtiers

Une caractéristique forte des amplificateurs QUADRAFET est le faible courant de polarisation d'entrée, exprimé en picoampères, comparé aux centaines de nanoampères des amplificateurs opérationnels à entrées bipolaires. Cet avantage n'est toutefois pas maintenu en température. Avec des entrées bipolaires, le courant de polarisation est le courant de base du transistor, mais avec des entrées JFET, le courant de polarisation est le courant de fuite de grille du transistor. Parce que le courant de fuite de grille d'un JFET double tous les 10 °C de hausse, le courant de polarisation d'entrée d'un ampli QUADRAFET double également. Les courants de polarisation d'entrées bipolaires, de leur côté, sont moins sensibles à la température. La **figure 9** compare les courants de polarisation d'entrée selon la température pour un ampli-op bipolaire ($\mu\text{A} 741$) et un QUADRAFET. A température ambiante (25 °C), l'ampli QUADRAFET a un courant de polarisation 1 000 fois plus faible que l'ampli bipolaire ; à 90 °C les cou-

Boîtier de l'ampli-op QUADRAFET	θ_{JA} Typique (°C/W)
● Boîtier métallique 8-pin (5S, 5B)	193
● Boîtier mini-DIP 8-pin céramique (6T) plastique (9T)	130 90
● Boîtier DIP 14-pin céramique (6A) plastique (9A)	91 75

rants sont pratiquement les mêmes, et à 125 °C, l'ampli bipolaire a un courant de polarisation plus faible que l'ampli QUADRAFET.

Pour maintenir les avantages d'un faible courant de polarisation d'entrée, on cherchera à éviter tout échauffement inutile des amplificateurs QUADRAFET. L'échauffement du composant a trois sources : auto-échauffement ou mise en température, température ambiante et dissipation de puissance due au chargement de la sortie. La dissipation de puissance du circuit par auto-échauffement est égale à $(V_+ + |V_-|) I_{\text{repos}}$, avec V_+ et V_- comme tensions d'alimentation, et I_{repos} comme débit initial. L'effet de la température extérieure ou ambiante (T_A), vu de façon simple, est que le circuit intégré s'échauffe si son environnement s'échauffe.

La dissipation de puissance due à la charge de sortie est la chaleur développée dans l'étage de sortie de l'ampli-op, égale à $(V_S - V_{\text{OUT}}) I_{\text{OUT}}$ où V_{OUT} est la tension de sortie et I_{OUT} est le courant de sortie. Pour transformer ces chiffres en élévation de température, il faut tenir compte de la résistance thermique du boîtier de l'ampli-op. Si le boîtier de l'ampli-op ne présentait pas de résistance au transfert de la chaleur (résistance thermique nulle), la chaleur générée dans le circuit intégré passerait directement à l'extérieur et la température interne de cet ampli ne s'élèverait pas. Parce que les boîtiers réels d'amplis-op ont une résistance thermique non nulle, la dissipation interne de puissance conduit la température interne de l'ampli-op à s'élever.

La résistance thermique θ_{JA} est exprimée en °C/W. Pour chaque watt de puissance dissipée, la température interne s'élève d'un certain nombre de degrés. Ainsi, la résistance thermique est le facteur de conversion qui transforme la dissipation de puissance en une élévation de température chiffrée. Le **tableau 1** donne la résistance thermique et la **figure 10** la dissipation de puissance des boîtiers d'amplis-op QUADRAFET disponibles. A cause

des formes des terminaisons cuivrées, les boîtiers plastiques (9A et 9T) ont la plus faible résistance thermique et, par conséquent, une température interne et des courants de polarisation faibles.

Le courant de polarisation d'entrée I_B d'un ampli-op est déterminé en fait par la température interne ou de jonction (T_J), la somme des trois facteurs précédemment évoqués : mise en température préalable, température ambiante et charge de sortie.

$$T_J = T_A + [(V_{S+} + |V_{S-}|) I_S + (V_S - V_{\text{OUT}}) I_{\text{OUT}}] \theta_{JA}$$

A titre d'exemple, prenons le cas du $\mu\text{AF} 771 \text{ AM}$ en boîtier 8-pin mini DIP (9T) avec les données suivantes :

$$\begin{aligned} V_S &= \pm 15 \text{ V} \\ I_S &= 3,4 \text{ mA (maximum)} \\ V_{\text{OUT}} &= 5 \text{ V} \\ I_{\text{OUT}} &= 1 \text{ mA} \\ \theta_{JA} &= 90 \text{ °C/W} \\ T_A &= 40 \text{ °C} \\ I_B &= 100 \text{ pA (maximum) pour une température de jonction } T_J \text{ de } 25 \text{ °C.} \end{aligned}$$

En utilisant la formule pour déterminer la température interne ou de jonction de l'ampli-op avec ces conditions, on écrit :

$$\begin{aligned} T_J &= 40 \text{ °C} + [(15 + |-15| \text{ V}) 3,4 \text{ mA} + (15 - 5 \text{ V}) 1 \text{ mA}] 90 \text{ °C/W} \\ &= 40 \text{ °C} + [(30 \text{ V}) 0,0034 \text{ A} + (10 \text{ V}) 0,001 \text{ A}] 90 \text{ °C/W} \\ &= 40 \text{ °C} + [0,102 \text{ W} + 0,01 \text{ W}] 90 \text{ °C/W} \\ &= 40 \text{ °C} + 10,08 \text{ °C} \\ &= 50,08 \text{ °C.} \end{aligned}$$

Cette température est liée à I_B comme suit :

$$I_B(T_J) = I_B(T_J = 25 \text{ °C}) \times 2^{(\Delta T/10)}$$

$$\text{où } \Delta T = T_J - 25 \text{ °C}$$

$$\begin{aligned} I_B(T_J = 50 \text{ °C}) &= 100 \text{ pA} \times 2^{(25/10)} \\ &= 100 \text{ pA} \times 2^{(2,5)} \\ &= 100 \text{ pA} \times 5,65 \end{aligned}$$

$$I_B(\text{à } T_J = 50 \text{ °C}) = 565 \text{ pA.}$$

Ces calculs montrent que des températures de jonction élevées peuvent dégrader le courant de polarisation d'entrée d'un ampli-op QUADRAFET. Quand l'application envisagée nécessite de faibles courants d'entrée, plusieurs précautions doivent être observées. Premièrement, tenter d'éloigner physiquement l'ampli-op des endroits les plus chauds du système. Utiliser ensuite des radiateurs sur les boîtiers métalliques, ou choisir des boîtiers plastiques pour un meilleur transfert de chaleur. Enfin, parce que les quadruples amplis combinent quatre étages de sortie en un boîtier, il peut être préférable d'utiliser quatre amplis séparés, selon les cas.

Slew-rate

Un paramètre courant pour décrire la performance en grands signaux des amplis-op est le slew-rate. Exprimé en unité de volts par microsecondes ($V/\mu s$), le slew-rate est le rapport maximum de changement de la tension de sortie, qui est une mesure de l'aptitude de la sortie d'un ampli-op à suivre le signal d'entrée. Plus le chiffre est élevé, meilleur est le slew-rate. Le slew-rate peut être mieux expliqué à l'aide de l'étude du circuit interne de l'ampli-op. La figure 11 montre un modèle populaire d'ampli-op à deux étages. La vitesse de croissance des signaux de sortie (slew-rate) est directement liée à l'aptitude de l'étage d'entrée à charger la capacité de compensation C.

Le premier étage de l'ampli-op est assimilable à un convertisseur tension/courant.

$$I_x = gm V_{IN}$$

$$\text{ou } \Delta I_x = gm \Delta V_{IN}$$

avec I_x = la sortie du premier étage et gm = la transconductance du premier étage.

Le second étage est un intégrateur

$$V_{OUT} = 1/C \int (I_x \cdot dt)$$

Le slew-rate SR est $\Delta V_{OUT}/\Delta t$ soit :

$$SR = \delta V_{OUT} / \delta t = I_x / C$$

$$\delta V_{OUT} / \delta t (\text{maximum}) = I_x (\text{maximum}) / C$$

Une façon évidente d'augmenter le slew-rate serait d'augmenter I_x (maximum). Cependant, comme I_x (maximum) dépend de I_{DSS} pour le premier étage, élever I_x (maximum) revient à élever le besoin de courant d'alimentation, ce qui n'est pas souhaitable. Une meilleure approche est

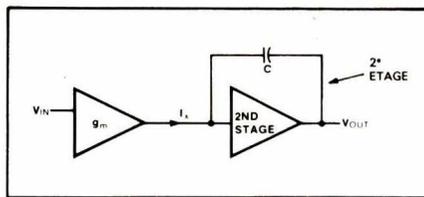


Fig. 11. - Modèle d'ampli-op à deux étages.

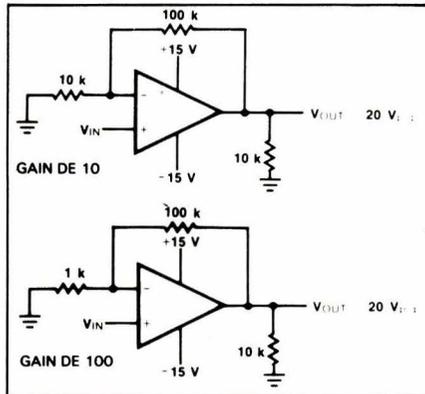


Fig. 12. - Circuit de test de distorsion harmonique.

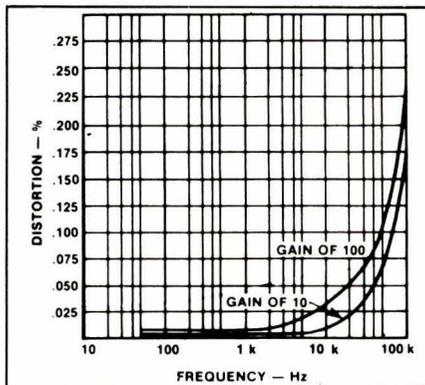


Fig. 13. - Courbes de distorsion du $\mu AF 771$.

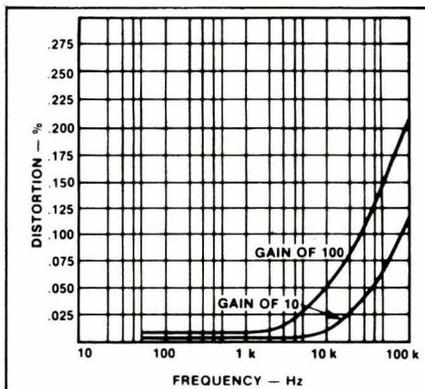


Fig. 14. - Courbes de distorsion du $\mu AF 772$.

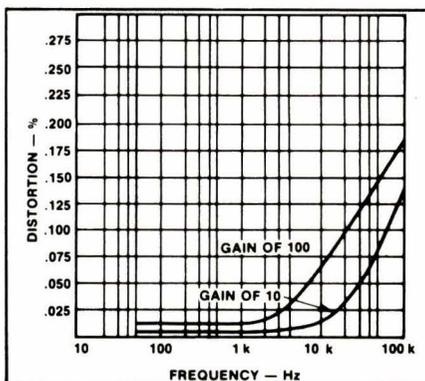


Fig. 15. - Courbes de distorsion du $\mu AF 774$.

de réduire gm , comme indiqué ci-dessous :

- Pour le premier étage, $\Delta I_x / \Delta V_{IN} = gm$

- Pour le second étage aux fréquences élevées,

$$\Delta V_{OUT} / \Delta I_x (j\omega) = 1 / j\omega C$$

En combinant le tout :

$$\Delta V_{OUT} / \Delta V_{IN} (j\omega) = gm / j\omega C$$

Avec la bande passante en gain unitaire ω_1

$$\Delta V_{OUT} / \Delta V_{IN} (\omega_1) = 1$$

En substituant :

$$\Delta V_{OUT} / \Delta V_{IN} (\omega_1) = 1 = gm / \omega_1 C$$

En recombinant :

$$1/C = \omega_1 / gm$$

En substituant dans l'équation pour le slew-rate :

$$SR = \Delta V_{OUT} / \Delta t = I_x / C = \omega_1 I_x / gm$$

Ceci montre que diminuer la transconductance de l'étage d'entrée augmente le slew-rate. La transconductance plus faible de façon caractéristique des amplis-op QUADRAFET en entrée réduit le facteur gm de l'étage d'entrée, ce qui permet d'obtenir le slew-rate important de $13 V/\mu s$.

Distorsion

La distorsion harmonique apparaît à chaque fois que la sortie d'un amplificateur produit des harmoniques de la fréquence fondamentale du signal d'entrée. Par exemple, si le signal d'entrée est de fréquence fondamentale 1 kHz, l'amplificateur doit présenter 1 kHz en sortie. La distorsion harmonique existe si l'on relève en sortie des composantes à 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz, etc. La distorsion harmonique totale (THD) est le rapport des harmoniques à la fondamentale, exprimé en pourcentage. Les harmoniques sont additionnés selon le mode efficace (RMS).

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \times 100 \%$$

avec V_1 = tension de la fréquence fondamentale et V_2, V_3, V_4, \dots tensions des harmoniques successifs.

La THD peut être liée à un autre paramètre connu, (fp), largeur de bande à pleine puissance, en fait la fréquence maximum à laquelle la sortie peut être maintenue au maximum sans distorsion significative. Le maximum de sortie exprime la plus grande excursion de la tension de sortie possible, alors que la distorsion « significative » est couramment admise comme un taux de THD de 1 %.

$$f_p = SR / 2 \pi V_{OUT} \text{ (crête)}$$

Par exemple, dans le μA 741, le SR est de $0,5 \text{ V}/\mu s$. Si V_{OUT} (crête) est 10 V , f_p vaut 8 kHz , ce qui signifie qu'un μA 741 travaillant avec une sortie de 10 V (crête) au-dessus de 8 kHz sera affecté d'une importante distorsion.

Pour le μAF 771, le SR est de $13 \text{ V}/\mu s$. Si V_{OUT} (crête) est 10 V , f_p vaut 206 kHz ce qui signifie que le QUADRAFET peut travailler à des fréquences bien plus élevées sans distorsion.

La largeur de bande à pleine puissance est fonction du SR et montre la relation existant entre slew-rate et distorsion. Plus grand est le slew-rate, plus large est la bande passante à pleine puissance, et plus faible est la distorsion observée. Le SR important ($13 \text{ V}/\mu s$ typique) des amplis-op QUADRAFET est largement responsable de la très faible distorsion THD. La **figure 12** montre les circuits de test de la THD et les **figures 13, 14 et 15** montrent les courbes de distorsion pour le μAF 771, le μAF 772 et le μAF 774.

La distorsion causée par limitation du slew-rate, connue aussi sous le symbole SID (slewing induced distorsion) apparaît lorsque la pente du signal d'entrée approche ou dépasse le slew-rate de l'ampli-op. Ce phénomène est analogue à la distorsion produite quand la sortie d'un amplificateur opérationnel est conduite à l'écrêtage. La distorsion liée à l'écrêtage est due à l'atteinte d'une limite de la tension de sortie, et la SID est due à l'atteinte d'une limite dans la capacité d'évolution dynamique (slew-rate). L'écrêtage est évité en restant sous la tension de sortie maximum, tandis que la SID est évitée en restant sous la vitesse de croissance maximum des signaux de sortie (SR).

Bruit

Il y a trois types de bruits dans les FET :

- le bruit de grenaille (shot noise),
- le bruit thermique (thermal noise),
- le bruit aléatoire, genre bruit blanc (flicker noise).

Le premier résulte du courant de fuite de grille qui est lié au courant de polarisation d'entrée pour un ampli-op à FET. Comme le courant de polarisation et la fuite de grille sont très faibles, ce premier bruit est faible.

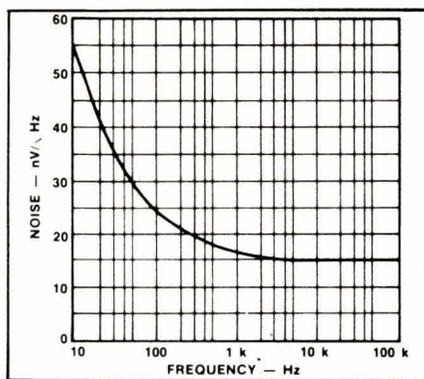


Fig. 16. — Tension de bruit = (f) fréquence.

Le bruit thermique, principale composante de bruit dans les FET, est généré par le canal résistif qui relie source et drain du FET. Comme le canal drain-source est modulé par la tension d'entrée appliquée entre source et grille, en faisant varier le canal drain-source on fait varier le courant drain. Ainsi le courant drain est-il une fonction de la tension grille-source.

Le troisième bruit est associé à la contamination et aux défauts dans le silicium utilisé pour la fabrication des FET. Ce souffle augmente lorsque la fréquence diminue, ceci explique la montée du bruit des FET aux très basses fréquences.

Les spécifications des amplis-op donnent rarement les valeurs détaillées des différentes composantes de bruit. Tensions et courants de bruit à l'entrée sont couramment précisés. Pour obtenir une valeur totale de bruit, le courant de bruit à l'entrée est multiplié par la résistance de source, puis combiné avec la tension de bruit en mode efficace (RMS) pour donner une valeur globale de bruit.

$$e_{ti} = \sqrt{e_{ni}^2 + 2 I_{ni}^2 \cdot R_s^2}$$

avec

e_{ni} = tension de bruit à l'entrée

I_{ni} = courant de bruit à l'entrée

R_s = résistance de source

e_{ti} = tension totale de bruit à l'entrée

En bureau d'étude, il est souvent nécessaire de déterminer le bruit pour une gamme de fréquence donnée. A cet effet, les amplis-op QUADRAFET sont spécifiés pour une densité de tension de bruit et une densité de courant de bruit, tensions et courants de bruit à une certaine fréquence. La densité de la tension de bruit est exprimée en nV/\sqrt{Hz} (nanovolts par racine de Hertz) et la densité du courant de bruit en pA/\sqrt{Hz} (picoampères par racine de Hertz).

Les entrées JFET offrent une très faible densité de courant de bruit dans les amplis-op QUADRAFET, typiquement $0,01 \text{ pA}/\sqrt{Hz}$ à 1 kHz . L'ampli-op de Fairchild à entrées bipolaires ayant le plus faible bruit de fond, le μA 714, a une densité typique de courant de bruit de $0,12 \text{ pA}/\sqrt{Hz}$ à 1 kHz , ce qui place le bruit du QUADRAFET à une valeur dix fois meilleure (environ).

La densité de tension de bruit est ainsi le facteur dominant dans le bruit des amplificateurs QUADRAFET. La **figure 16** montre une courbe de densité de tension de bruit en fonction de la fréquence pour les amplis-op QUADRAFET. Les valeurs sur la courbe peuvent être utilisées pour prévoir la performance de bruit dans une gamme de fréquences donnée. La procédure conduit à fractionner la gamme de fréquences en sections, calculer le bruit dans chaque section, et additionner. Le bruit total pour une bande de fréquences particulières est déterminé par :

$$e_{ti} = \sqrt{\sum_1^j (e_n^2)_j \cdot B_j}$$

où j est le nombre de sections et B la largeur de bande de la section.

D. Jacovopoulos
D'après une étude originale de
Jeff Thompson
(Fairchild U.S.A.)

La suite de cette étude sur le QUADRAFET sera publiée dans notre prochain numéro. Elle portera sur les applications de ces composants.

VISHAY

NOUVEAU

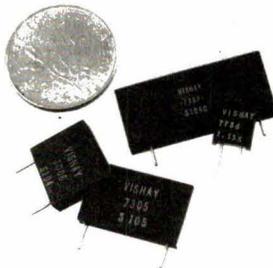
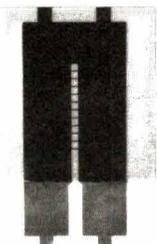
- Extension de gamme

série VHP 3
à partir de
0,1 Ω

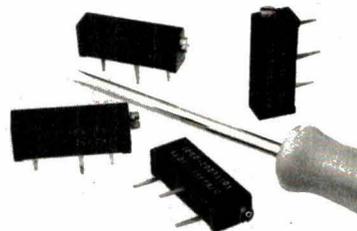


série S 102
(série E 102) jusqu'à 250 K Ω
(1 M Ω en série E 106)

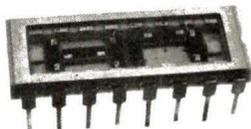
- Chips de puissance
type V3 PR



- Trimmers 19 mm
CT : 5 et 15 ppm/ $^{\circ}$ C
Finesse de réglage 0,05 %



- Réseaux standard ou spéciaux
en boîtier DIL TO 99, TO 18,
TO 5, TO 8, 1" x 1" 20 et 30 broches



série 1280 - 1285

- Résistances axiales style RB 52 - 53 - 54 - 55 et 56
 ± 10 ppm/ $^{\circ}$ C (-55 à +125 $^{\circ}$ C)



- Résistance « zéro ppm »
série HP 100



- Nouveau niveau de fiabilité (R) pour les séries S 555
(norme MIL 55182/9)

NOM

SOCIETE

SERVICE

ADRESSE

TEL.

DESIRE RECEVOIR VHP 3
 E 102
 une documentation
 une visite

TERMINAUX & PERIPHERIQUES

Une configuration personnalisée
et économique

FACEN electronique



DIGITAL EQUIPMENT

TEXAS INSTRUMENTS

CENTRONICS

M.S.I.

LILLE
6, rue Emile Rouzé
59000 LILLE
Téléphone
(20) 96.93.07

NANCY
Z.I. d'Heillecourt
54140 HEILLECOURT
Téléphone
(8) 351.00.05

STRASBOURG
Z.I. rue Vauban
67450 MUNDOLSHEIM
Téléphone
(88) 20.20.80

ROUEN
Centre de Gros
Boulevard Lénine
Téléphone
(35) 65.36.03

CHALON/SAONE
20, rampart St Pierre
71100 CHALON/SAONE
Téléphone
(85) 48.23.10

FACEN SIEGE SOCIAL 110, AVENUE DE FLANDRE WASQUEHAL

L'affaiblissement de la sensibilité auditive, même si elle ne va pas jusqu'à la surdité totale, est une gêne pour nombre d'activités quotidiennes. L'usage du téléphone en fait partie.

Pour aider la conversation téléphonique proprement dite, et notamment l'écoute du correspondant, on dispose d'amplificateurs, dont de nombreuses versions ont été proposées, soit dans le commerce, soit dans les revues.

Aide aux malentendants

Mais souvent les mal-entendants, surtout s'ils sont déjà placés dans un milieu bruyant (radio ou télévision écoutée à forte puissance), ne discernent pas la sonnerie du téléphone qui les appelle.

Le montage décrit ci-dessous se propose de les aider, en asservissant l'allumage périodique d'une ampoule puissante à la sonnerie d'appel.

Répéteur optique de sonnerie téléphonique

Cahier des charges

Bien que l'expression puisse paraître ambitieuse pour un montage finalement assez simple, elle nous permet tout de même de regrouper les principaux critères auxquels l'appareil doit satisfaire.

Il faut d'abord que le signal lumineux, déclenché par la sonnerie, puisse être immédiatement remarqué dans toute la pièce où se trouve le combiné, même en cas d'éclairage ambiant élevé. Ceci suppose :

- l'emploi d'une lampe puissante ; le minimum nous paraît se situer vers la centaine de watts, mais il faut peut-être davantage dans le cas d'une pièce très claire (orientation au soleil, par exemple) ;
- le choix d'un allumage clignotant (période voisine de 1 ou 2 secondes), car il attire plus l'attention qu'un allumage continu.

Il convient, par ailleurs, d'éviter les déclenchements intempestifs, soit par le bruit ambiant, soit par une très brève sonnerie accidentelle. Pour éliminer le bruit ambiant, on réalisera un couplage aussi serré que possible entre les vibreurs placés à la base du poste et le capteur, constitué par un micro. D'autre part, une sonnerie brève restera sans action si on prévoit, à l'allumage, une tempo-

risation de l'ordre de 2 à 3 secondes.

Enfin, l'emploi d'une lampe puissante impose une alimentation à partir du secteur. Ceci n'empêchera pas de rechercher une consommation aussi faible que possible, à l'état de veille.

Synoptique du répéteur

Il est donné à la **figure 1**. L'alimentation stabilisée, branchée en permanence sur le secteur, délivre une tension continue de 9 V. On l'utilise uniquement pour les deux premiers étages, c'est-à-dire :

- un amplificateur alternatif, nécessaire pour amener les signaux du micro piézo-électrique (environ 100 mV crête à crête) à un niveau de quelques volts ;
- un redresseur et un amplificateur continu, qui traitent ces tensions alternatives. L'ensemble, après la courte temporisation à l'enclenchement déjà signalée, fournit à son tour une tension continue de 7 V environ.

On utilise cette dernière pour alimenter un oscillateur TBF, dont la sortie excite la gâchette d'un triac. Finalement, tant que durent les sonneries d'appel, le triac allume et éteint périodiquement la lampe L,

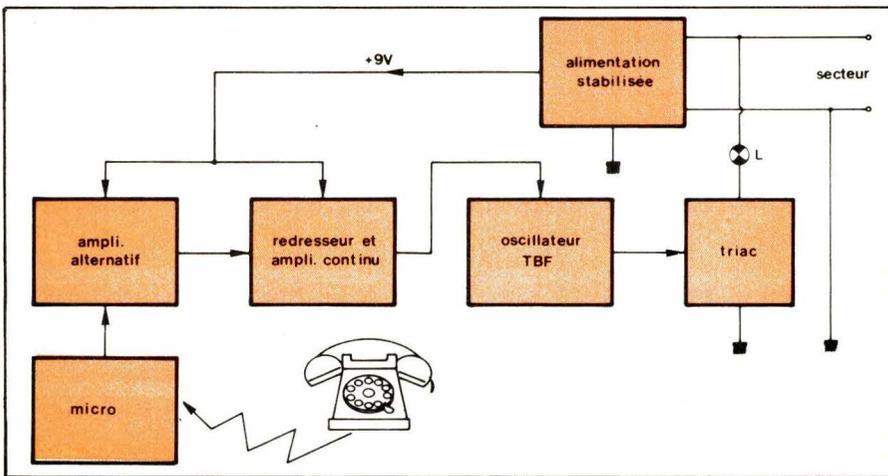


Fig. 1.

une fois toutes les deux secondes environ.

Schéma détaillé du répéteur

On le trouvera à la figure 2. Pour l'application envisagée, il n'est nul besoin de satisfaire à des conditions de haute fidélité. Le micro capteur est donc du type piézo-électrique, comme on en trouve à très bon marché chez tous les revendeurs.

Un tel micro offre une grande impédance interne. On le fera donc suivre d'un étage adaptateur à forte impédance d'entrée, construit autour

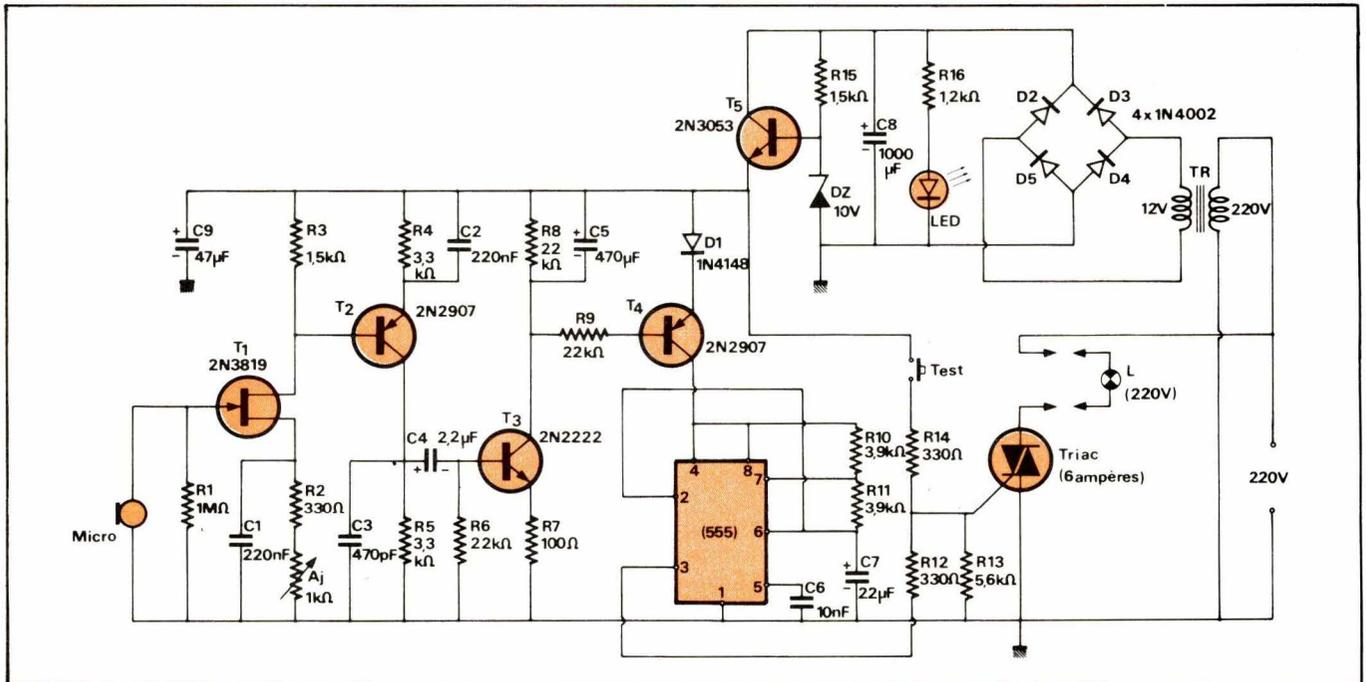


Fig. 2.

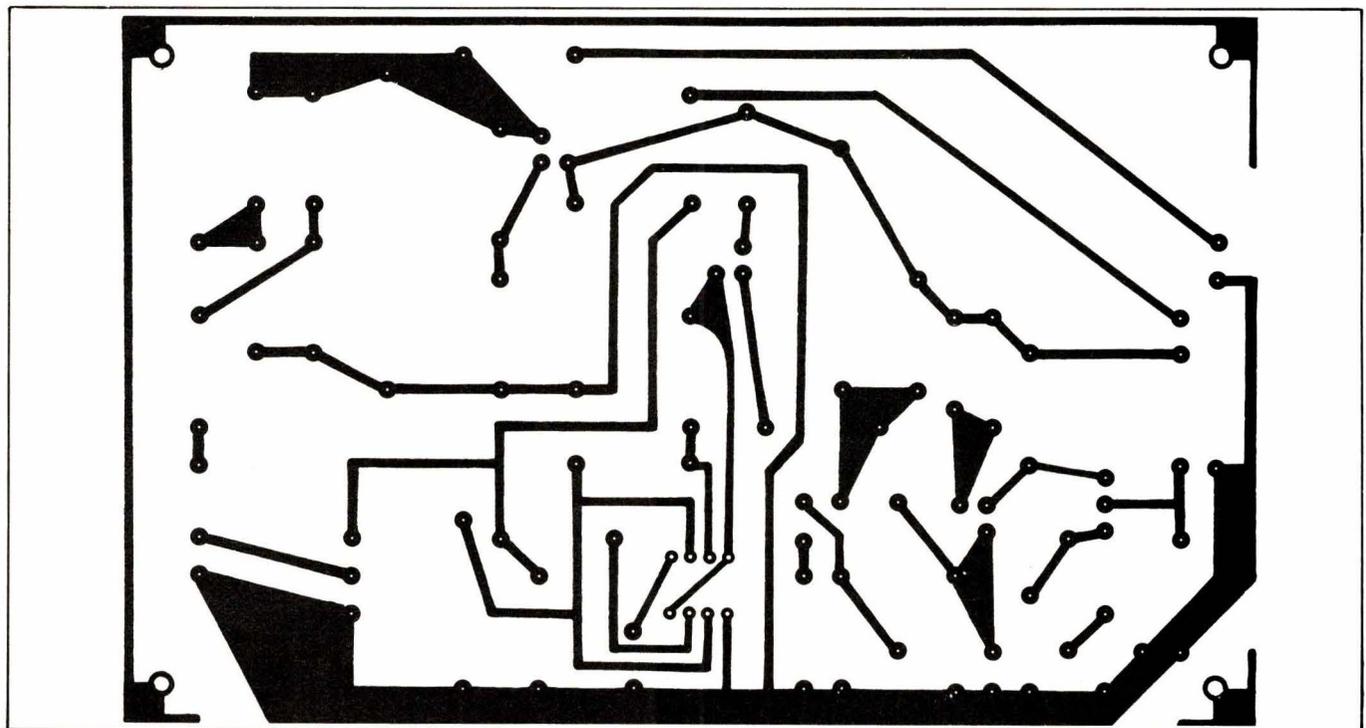


Fig. 3.

du transistor à effet de champ T_1 . Monté en source commune (grâce au découplage par C_1), celui-ci apporte aussi un premier gain en tension. La résistance ajustable AJ permet de régler la polarisation de l'ensemble T_1 , T_2 . Elle s'impose à cause de la forte dispersion de caractéristiques dont sont affligés les transistors à effet de champ.

Directement transmis à la base du PNP T_2 , les signaux subissent une nouvelle amplification, et atteignent quelques volts crête à crête aux bornes de R_5 .

On remarquera quelques particularités de ces deux étages. La première réside dans la capacité relativement faible des condensateurs de découplage C_1 et C_2 . Par ce choix, on évite d'amplifier les tensions à 50 Hz captées par la grille de T_1 , et qui risqueraient de déclencher l'appareil. La deuxième précaution intervient au niveau du collecteur de T_2 , où le petit condensateur C_3 élimine le bruit de fond à fréquence élevée.

La détection et l'amplification continue sont confiées au NPN T_3 . Normalement bloqué, puisque sa base rejoint la masse à travers R_6 , T_3 conduit dès que les crêtes positives du signal transmis par C_4 atteignent ou dépassent 0,6 V. La faible résistance R_7 n'a d'autre but que d'augmenter l'impédance d'entrée de T_3 , pour charger faiblement le collecteur de T_2 .

En l'absence de C_5 , on retrouverait, au collecteur de T_3 , des signaux suffisamment amplifiés pour se trouver écrêtés par saturation du transistor. Mais C_5 intègre ces signaux, ce qui entraîne deux conséquences : d'abord, l'introduction de la temporisation recherchée ; ensuite, l'obtention, en régime permanent (c'est-à-dire lorsque le téléphone sonne depuis une ou deux secondes), d'une tension continue voisine de zéro, sur le collecteur de T_3 .

Dans ces conditions, T_4 , commandé à travers R_9 , conduit à la saturation, et son courant de collecteur alimente l'oscillateur TBF, construit autour d'un circuit intégré de type 555. On remarquera la présence de la diode D_1 qui, en élevant le seuil de conduction de T_4 , élimine l'influence de la charge résiduelle de C_5 et permet l'arrêt de l'émission lumineuse moins de 2 secondes après que soit coupée la sonnerie du téléphone.

Le « timer » 555 est trop connu pour que nous revenions sur l'analyse de son fonctionnement. Dans la configuration adoptée ici, il travaille

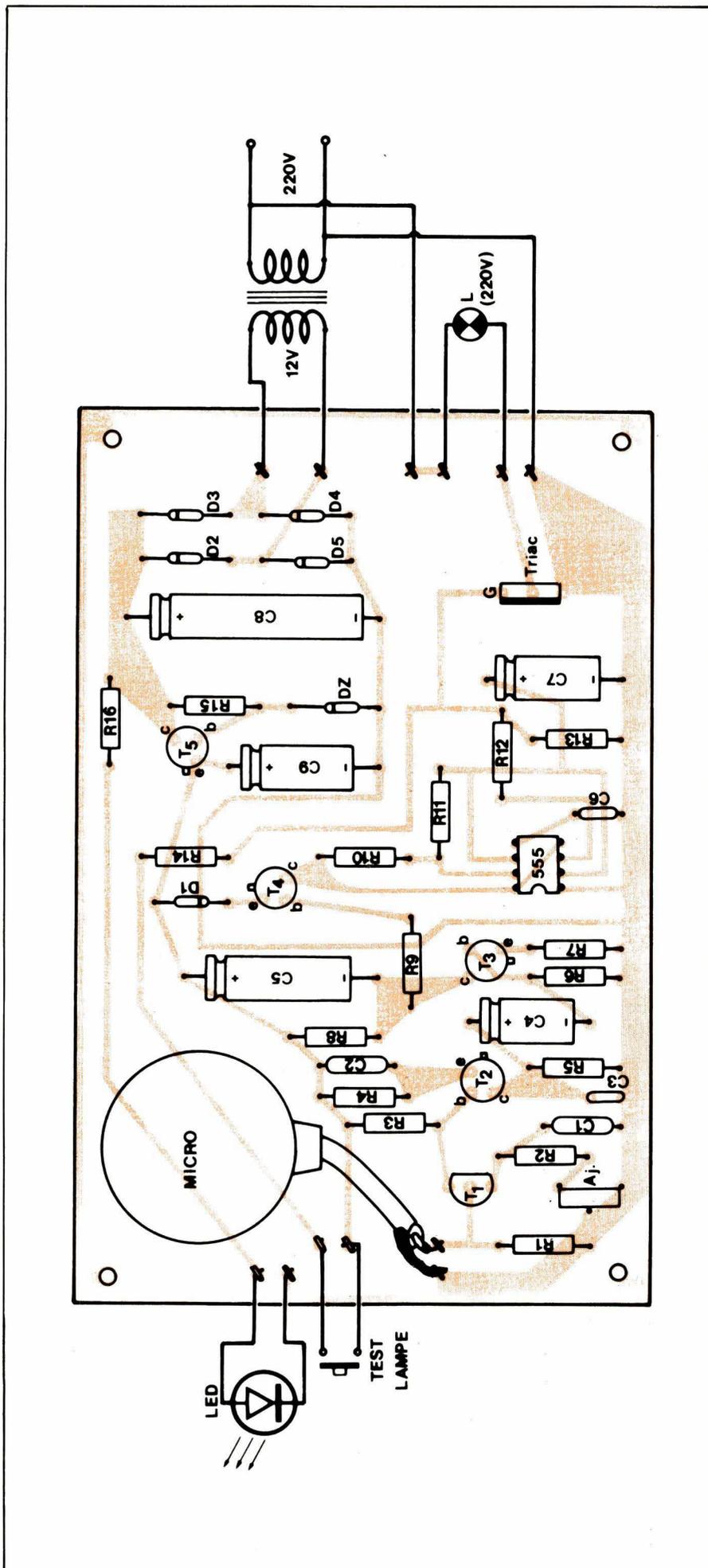


Fig. 4.

en oscillateur astable, dont la fréquence est déterminée par l'ensemble R_{10} , R_{11} et C_7 . La sortie s'effectue sur la broche 3, où l'on dispose de signaux rectangulaires évoluant entre le potentiel de la masse, et 7 V environ.

Ces créneaux sont transmis à la gâchette du triac, par le pont des résistances R_{12} et R_{13} . Ils en assurent la mise en conduction période, donc l'alimentation périodique de la lampe L sous 220 V.

La résistance R_{14} et le poussoir de test ne sont pas indispensables. Ils permettent cependant de vérifier, en l'absence d'appel téléphonique, le bon état de la lampe et du triac.

Enfin, l'alimentation basse tension est extrêmement simple. Après redressement des deux alternances par le pont des diodes D_2 à D_5 , puis filtrage par C_8 , on construit une référence de tension à l'aide de la diode zener DZ. Cette tension de référence se retrouve sur l'émetteur du NPN T_5 . Polarisée par la résistance R_{16} , la diode électroluminescente LED sert de témoin de mise sous tension. Au cas où on ne souhaiterait pas un fonctionnement permanent, on pourrait intercaler un interrupteur sur l'arrivée du secteur.

Le circuit imprimé et son câblage

Vu à l'échelle 1 par sa face cuivrée, le dessin du circuit imprimé est donné dans la **figure 3**. Pour l'implantation des composants, on se reportera au schéma de la **figure 4**, et à la photographie de la **figure 5**. Nous rappelons enfin, dans le dessin de la **figure 6**, le brochage d'un triac.

Pour des ampoules jusqu'à 100 W, le boîtier du triac suffit à dissiper les calories créées pendant les périodes de conduction. Au-delà de cette puissance (lampe de plus de 100 W, ou branchement en parallèle de plusieurs lampes pour équiper les différentes pièces d'un appartement), on utilisera comme radiateur une petite plaque d'aluminium, de 2 à 3 mm d'épaisseur et de 3 cm de côté environ.

Le micro piézo-électrique est un modèle très courant, livré avec un câble coaxial. On coupera ce câble à quelques centimètres de longueur, et on le branchera en veillant à relier la gaine de blindage à la masse du montage (**fig. 7**).

Lors de l'installation finale (nous y reviendrons plus loin), il faudra se rappeler que tout le circuit est relié

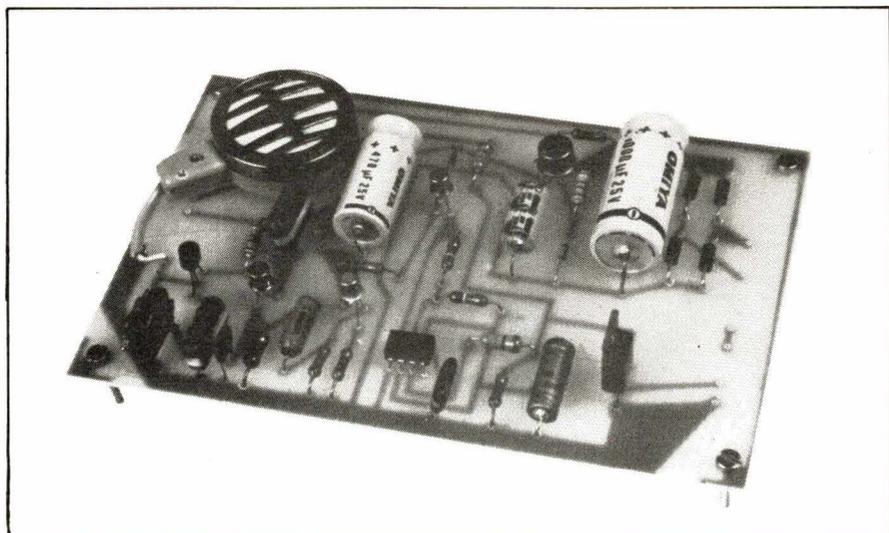


Fig. 5.

au secteur, ainsi que dans la plupart des montages à triacs. Le boîtier, en matériau isolant, ne devra donc pas permettre de toucher les composants.

La mise au point

Elle se réduit à fort peu de chose, puisqu'il suffit de régler la polarisation des deux premiers étages, à l'aide de la résistance ajustable. Par mesure de précaution, on effectuera

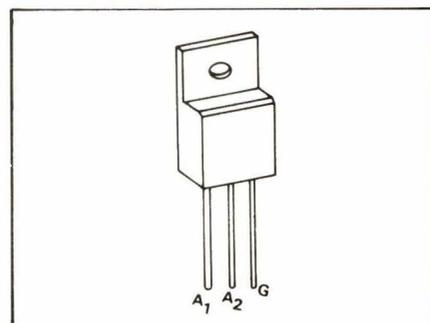


Fig. 6

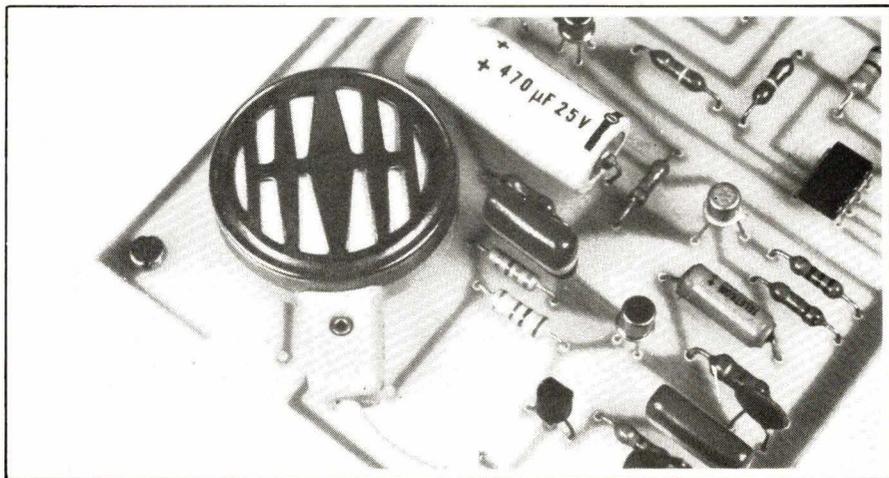


Fig. 7.

cette opération **avant de raccorder le primaire du transformateur au circuit imprimé**. Le réglage correct est obtenu lorsqu'on mesure, aux bornes de R_5 , une tension voisine de

La réalisation finale

Encore qu'elle soit surtout affaire de goût, il convient de respecter certaines conditions que nous avons, d'ailleurs, déjà énoncées.

D'abord, l'emploi d'un coffret isolant. Les bricoleurs pourront très facilement construire un petit coffre en contreplaqué, qu'ils poliront soigneusement, et peindront par exem-

ple à la couleur du combiné téléphonique.

D'autre part, il faut que le micro soit, en position de travail, situé juste à la verticale de l'un des vibreurs. On sait que, sur les postes modernes, les deux vibreurs sont situés sous le combiné.

Le dessin de notre circuit imprimé, qu'on pourra loger dans un boîtier servant de socle au téléphone, facilite le respect de cette condition. Il suffira de percer un trou de 2 ou 3 cm de diamètre, au-dessus du micro tel qu'il est dessiné dans le schéma d'implantation de la **figure 4**.

René Rateau

L'utilisation de thyristors ou triacs seuls ou montés en pont exige l'emploi d'un dispositif de commande pour l'amorçage des semi-conducteurs utilisés.

Différentes technologies s'offrent à nous mais nous avons choisi de réaliser ce dispositif à l'aide de circuits logiques T.T.L. permettant ainsi d'obtenir un montage simple et robuste.

L'angle d'amorçage est donné sous forme numérique par un mot de 8 bits, permettant de piloter l'ensemble manuellement (roues codeuses) ou automatiquement (microprocesseur) afin de réaliser les différentes fonctions ou régulations nécessaires.

Module d'amorçage de thyristor à commande numérique

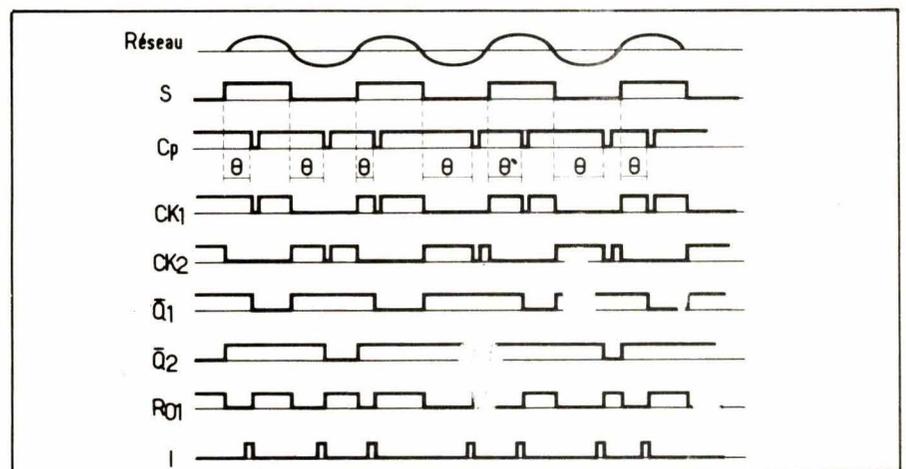


Fig. 1

Principe de fonctionnement

Les impulsions d'amorçage I sont synchronisées sur la fréquence du réseau et déphasées par rapport au zéro de la tension d'un angle variant de 0 à 180° . Cet angle étant codé sur un mot de 8 bits, la résolution obtenue est de $0,7^\circ$, ce qui est bien suffisant dans la majorité des cas.

Les impulsions d'amorçage sont générées sur les alternances positives et négatives, permettant ainsi de commander des ponts redresseurs mono ou triphasés.

Le dispositif comprend un comparateur C_p qui reçoit d'une part l'an-

gle θ codé sur 8 bits, et d'autre part la sortie d'un compteur C .

Suivant le chronogramme de la figure 1, le compteur est débloqué sur les flancs montant ou descendant du signal S . Lorsque la sortie de ce compteur est égale à θ , le comparateur bascule provoquant ainsi le blocage du compteur et sa remise à zéro. L'impulsion générée est ensuite mise en forme avant d'être envoyée sur la gâchette de thyristors correspondants.

Réalisation pratique

1. Module de base

Le schéma de câblage est donné à la figure 2. L'amplificateur, cons-

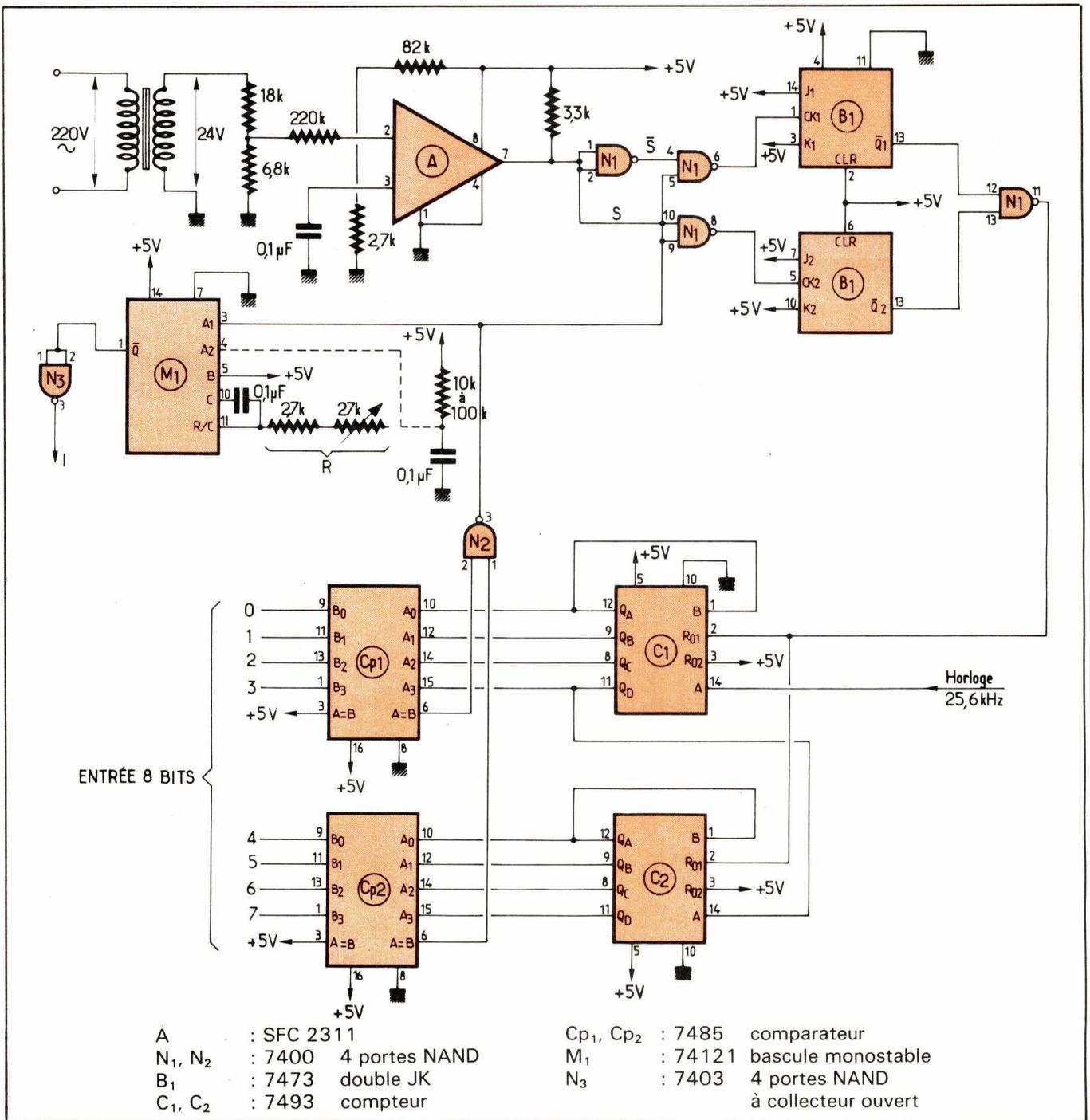


Fig. 2

truit autour du SFC 2311, est alimenté en 5 V et fournit le signal de synchronisation S, directement compatible avec la T.T.L. Les portes N₁ et les bascules B₁ génèrent le signal R01 qui commande le blocage et le déblocage des compteurs C₁ et C₂.

Les signaux sortant des comparateurs Cp₁ et Cp₂ sont composés puis mis en forme par le monostable M₁. Celui-ci délivre une impulsion I, dont la largeur peut être ajustée en modifiant la valeur de R ou de C.

Pour certains montages, les régimes transitoires de mise sous tension peuvent provoquer des amorçages intempestifs des thyristors. Pour

éviter ce phénomène, on peut ajouter un circuit RC série sur l'entrée A₂ du monostable, permettant de bloquer celui-ci durant quelques millisecondes après la mise sous tension.

2. Horloge

La fréquence d'horloge F dépend de la fréquence du réseau et du nombre de bits utilisés pour coder l'angle d'amorçage θ . Celle-ci est donnée par la relation :

$$F = 2^n \cdot 2 \cdot f$$

avec n - nombre de bits
f - fréquence du réseau

Dans notre cas, F vaut 25,6 kHz. Cette valeur doit être réglée avec

précision puisque la valeur de l'angle d'amorçage en dépend.

$$\theta = 2 \cdot \pi \cdot \frac{N}{F}$$

avec N = valeur du mot de 8 bits en décimal.

Le schéma (fig. 3) donne un exemple de réalisation de cette horloge à partir du circuit 74S124.

3. Amorçage des thyristors

Les impulsions délivrées par le monostable sont amplifiées en courant et transmises à la gâchette du thyristor par l'intermédiaire d'un transformateur T réalisant l'isolement galvanique nécessaire. Suivant

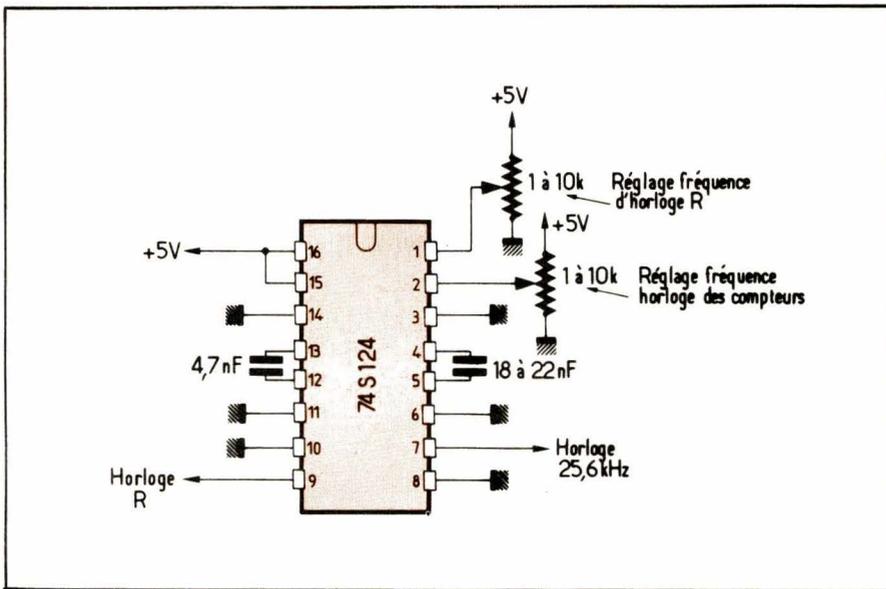


Fig. 3

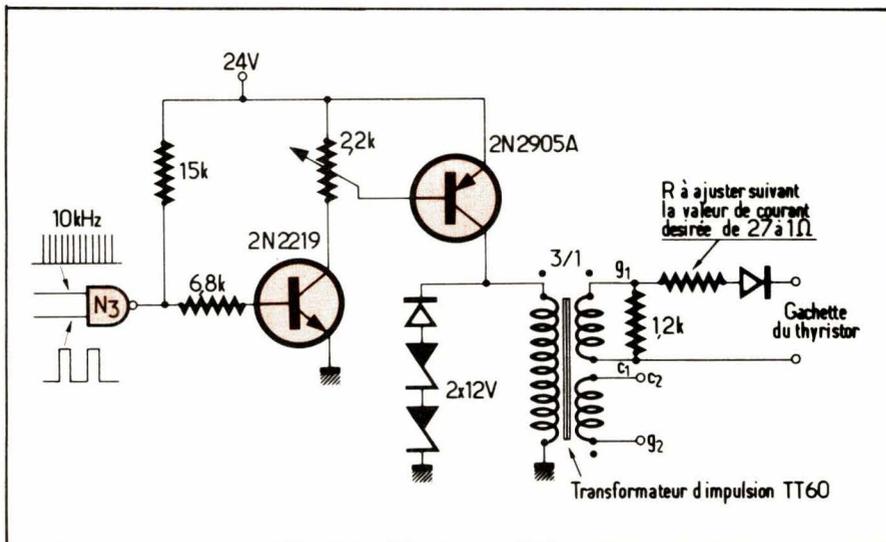


Fig. 5

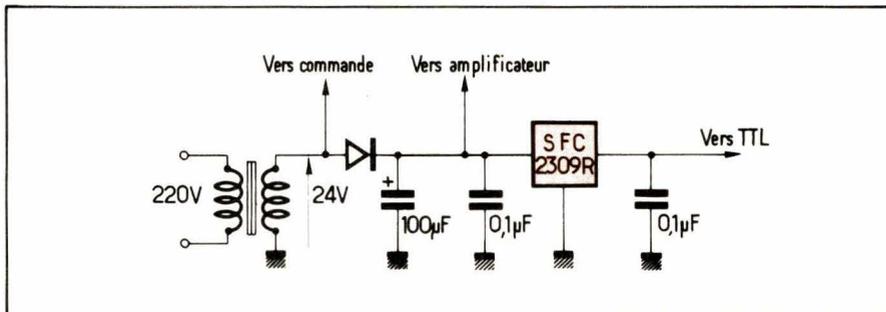


Fig. 6

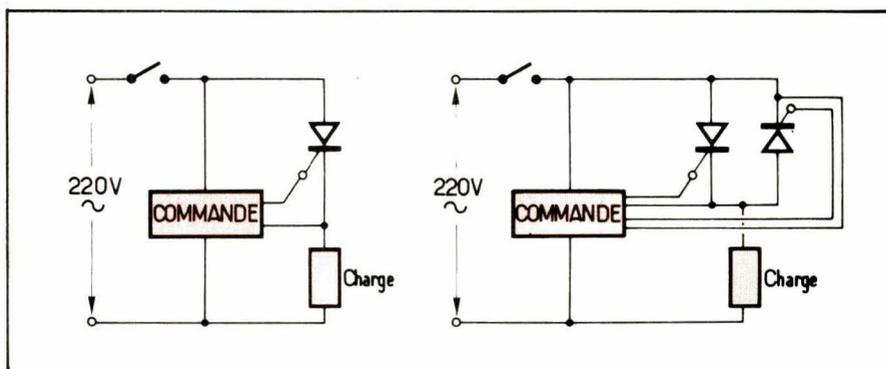


Fig. 7

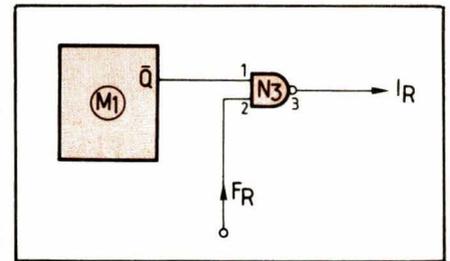


Fig. 4

les caractéristiques du montage et/ou du transformateur, il est parfois indispensable d'envoyer une rafale d'impulsions durant un temps τ plutôt qu'un créneau de même largeur. Dans ce cas, on réalise un montage de la **figure 4**.

L'horloge dont la fréquence F_R dépend du transformateur utilisé est réalisée à l'aide de la deuxième partie du circuit 74S124 disponible. La **figure 5** donne un exemple de réalisation.

Notons qu'il est nécessaire d'utiliser des circuits à collecteur ouvert en amont de l'amplificateur de courant.

4. Alimentation

L'alimentation des circuits T.T.L. et de l'amplificateur de courant est réalisée à partir de la tension 24 V délivrée par le transformateur d'entrée (**fig. 6**).

La tension + 5 V est obtenue à l'aide d'un régulateur intégré (SFC 2309 R) dont la puissance permet d'alimenter plusieurs modules en parallèle. Tout autre régulateur fournissant une tension de 5 V conviendra aussi.

Applications

1. Montage à 1 ou 2 thyristors

Ces montages (**fig. 7**), bien que pouvant fonctionner à l'aide du dispositif décrit ci-dessus, présentent peu d'intérêt dans le cas de commande par microprocesseur. Les commandes classiques ou utilisant des circuits spécialisés sembleraient beaucoup mieux adaptées à ce type d'application.

2. Montage en pont monophasé

Outre l'isolation galvanique entre thyristors, il est nécessaire d'envoyer sur ceux-ci une seule impulsion d'amorçage par période (**fig. 8a et 8b**).

Pour obtenir cette condition, on réalise le montage de la **figure 8c** en utilisant les portes NAND disponibles.

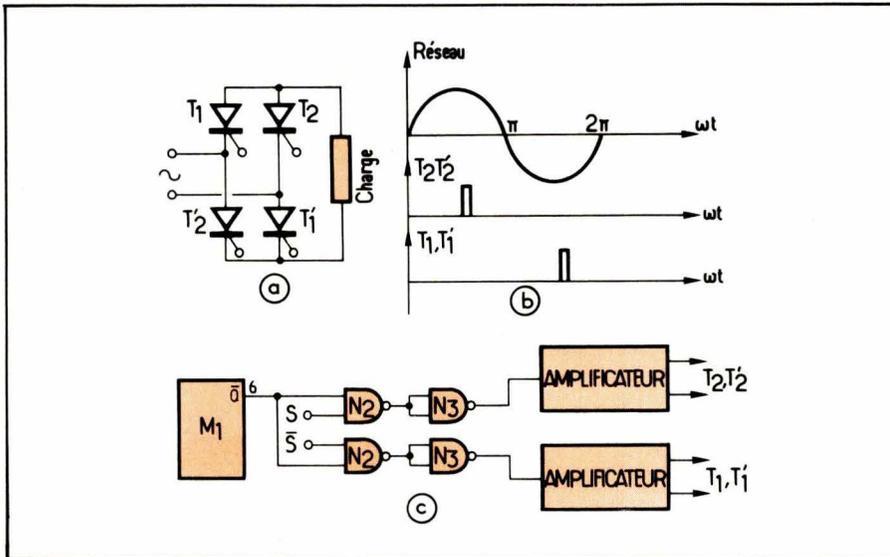


Fig. 8

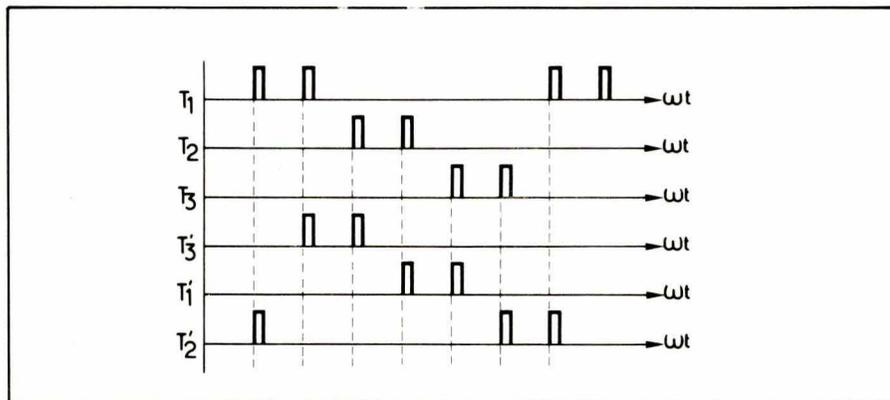


Fig. 9

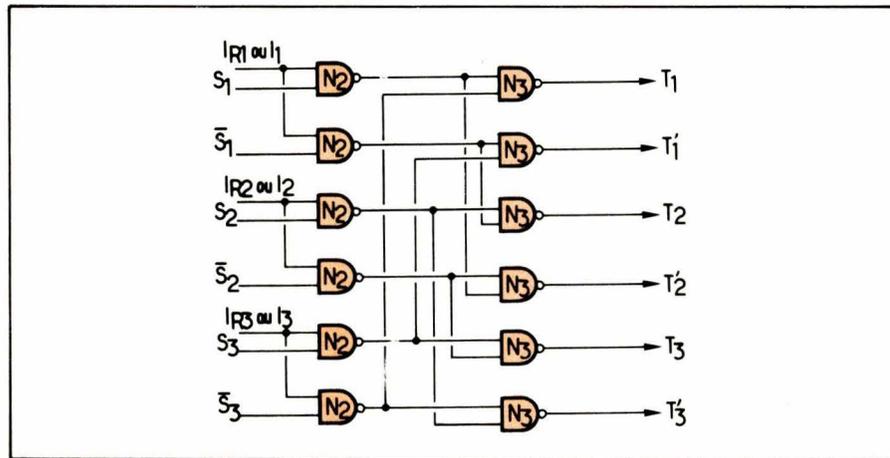


Fig. 10

3. Montage en pont triphasé

Dans cette application, il faut utiliser trois modules de commande afin d'obtenir une répartition des impulsions d'amorçage suivant la figure 9.

Les impulsions délivrées par les modules sont ensuite combinées entre elles suivant le schéma de la figure 10.

Notons que dans ces cas, les horloges sont communes aux trois modules, de même que l'alimentation.

Conclusion

Malgré un domaine d'application relativement restreint, ce module peut être utilisé dans le cas où l'information est transmise sous forme numérique. Il est directement adapté à tous les systèmes commandés numériquement (microprocesseurs, automates...). Ce montage étant très simple et homogène possède des performances très intéressantes comme :

- précision de fonctionnement

- fiabilité et rapidité de transmission de signaux

- faible consommation de puissance.

De plus, ce module permet d'éviter l'utilisation des convertisseurs A/N en rendant le dispositif de puissance plus économique.

Jean-Claude Hapiot
Maria Ptetrzak-David
 Laboratoire d'Electrotechnique
 et d'Electronique industrielle
 E.N.S.E.I.H.T.-Toulouse

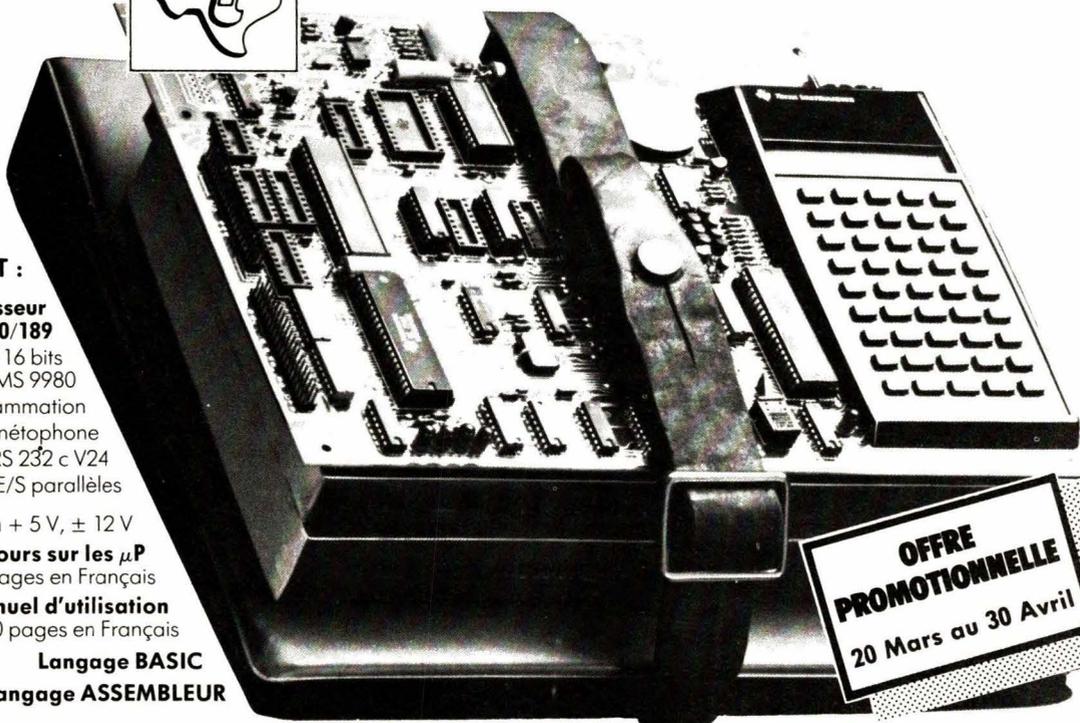
L'EXPLOIT

Carte Basic + assembleur

1289 Frs ^{TTC}



Système Université Basic



COMPRENANT :

- Carte microprocesseur TM 990/189**
- Microprocesseur 16 bits TMS 9980
 - Clavier de programmation
 - Interface magnétophone
 - Sortie RS 232 c V24
 - 16 E/S parallèles

Alimentation + 5 V, ± 12 V

Cours sur les μ P
600 pages en Français

Manuel d'utilisation
300 pages en Français

Langage BASIC
Langage ASSEMBLEUR

OFFRE PROMOTIONNELLE
20 Mars au 30 Avril

L'ensemble disponible sur stock au prix indiqué, chez :

FLAGELECTRIC

**Agence Electronique 47, rue Jules Verne BP 29
63014 CLERMONT-FERRAND CEDEX**

Tél. (73) 92.13.46 - Poste 445 ou 446
Telex : 390.669 Code 172



BON DE COMMANDE
Renseignements — Documentation

NOM _____

SOCIETE _____

ADRESSE _____

VILLE _____

CODE POSTAL _____

SERVICE-LECTEURS N° 185

Chapuis & Co. IMP. SIMAN CLERMONT-FD

La race des vainqueurs.



- Résistance aux chocs incomparable.
- Totalement protégé contre les surtensions.
- M.T.B.F. > 100.000 heures (équivalent à 35 ans d'utilisation, 8 heures par jour).
- Choix entre trois modèles :
 - 8022A : 6 fonctions, 0.25% de précision de base
 - 8020A : 7 fonctions (dont la conductance), 0.1% de précision de base et deux ans de garantie.
 - 8024A : 11 fonctions, dont continuité sonore, conductance, température (avec thermocouple type K), mémorisation des valeurs crêtes et détecteur de niveau. 0.1% de précision de base.

Ces appareils sont disponibles auprès de tous les distributeurs de la C.D.M.E.

MB ELECTRONIQUE 
 606, rue Fourny - ZI Centre - B.P. 31
 78530 Buc - Tél. 956 81 31

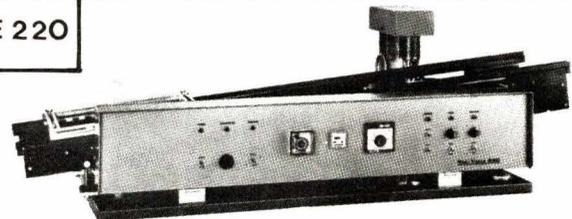
SERVICE-LECTEURS N° 186

SOUDAGE A LA VAGUE

FABRICATION FRANÇAISE

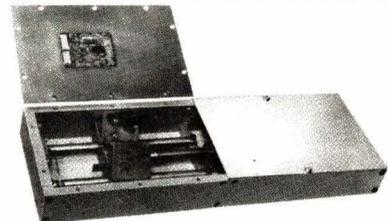
FAIBLE ENCOMBREMENT
SIMPLICITE D'UTILISATION
PRODUCTIVITE

VARI VAGUE 220



CISAILLE BL80

coupe des queues
des composants



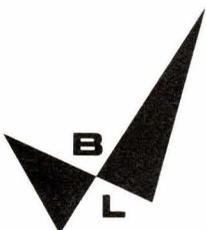
B. L. Electro-Technique

S. A. R. L. CAPITAL 20 000 F - RC PARIS B 722 040 698 - SIRET 722 040 698 00010 - APE 2305
 90, BOULEVARD DE STALINGRAD - 94500 CHAMPIGNY-sur-MARNE - FRANCE

TEL. (1) 881 68 89

SALON DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES STAND22 ALLEE30bis BAT2/1

SERVICE-LECTEURS N° 187



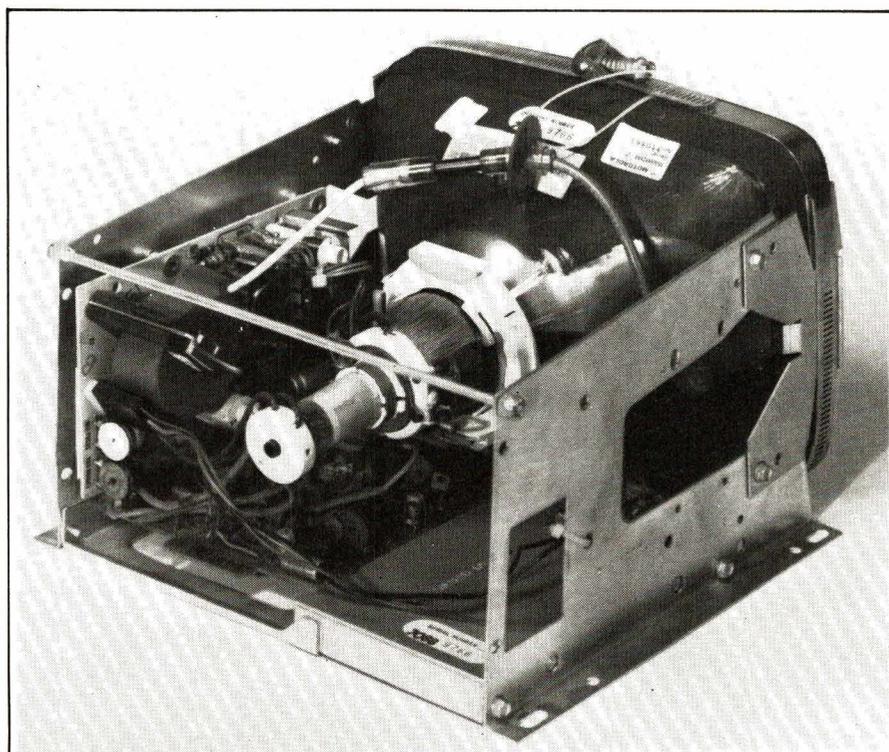
De plus en plus les systèmes informatiques sont utilisés dans le but d'obtenir sur place des renseignements rapides et sûrs. Ainsi dans les grands édifices publics tels que gares de chemin de fer, aéroports, banques, postes, etc., de nombreux terminaux se trouvent rattachés suivant leur nombre et les possibilités qu'ils offrent à un ordinateur, un mini ou un micro-ordinateur. Ces terminaux comprennent généralement une console munie d'un clavier semblable à celui d'une machine à écrire et un écran d'affichage de caractères alphabétiques et numériques.

Les moniteurs de T.V. vidéo utilisés en micro-informatique

L'écran d'affichage est un tube cathodique modulé et balayé à l'aide des circuits d'un moniteur de télévision.

Dans certaines applications scientifiques (microscope électronique), professionnelles ou de contrôle tels que bancs d'essais et de mesures, le moniteur peut aussi bien comporter un tube monochrome ou un tube TV polychrome.

Nous décrivons dans cet article la conception, l'étude de fonctionnement et les réglages à opérer d'un de ces moniteurs T.V., et, pour conclure, nous montrons le schéma synoptique d'un micro-système utilisant effectivement un moniteur T.V. en vidéo comportant soit un tube image monochrome, soit un tube image polychrome.



Informations générales

Les moniteurs de T.V.-Vidéo-fréquence étudiés ici sont entièrement transistorisés et, nous le rappelons, servent à visualiser sur leur écran des caractères alphabétiques et numériques.

Les modèles M68MDM, par exemple, fonctionnent soit avec une idée de signal « vidéo-composite » ou soit encore avec des entrées séparées pour :

- un signal vidéo
- un signal de Synchro trame
- un signal de synchro ligne.

Dans ce dernier cas les niveaux des signaux de synchro sont compatibles avec les niveaux de la logique TTL (voir fig. 1a et 1b). Les « tubes images » employés (CRT) sont « autoprotégés » c'est-à-dire anti-implosion et du type à déviation magnétique.

Le Châssis du moniteur ne comporte pas l'alimentation. Une alimentation continue de 12 V / 650 mA extérieure au châssis est donc nécessaire dans le cas d'un tube image à 55° de déviation et 12/1 A dans le cas d'un tube image à 90° de déviation.

Un connecteur de 10 broches situé sur le côté de la carte du « circuit des signaux de petite puissance » sert au branchement des entrées et des sorties du moniteur.

Les entrées comportent :

- le signal vidéo (simple ou composite)
- la synchro horizontale
- la synchro trame
- le + 12 V
- la masse.

Une sortie est utilisée en option dans le cas d'une commande à distance de la brillance de l'écran du moniteur.

Le câblage est utilisé en option dans le cas d'une commande à distance de la brillance de l'écran du moniteur.

Le câblage comprend essentiellement deux cartes circuits imprimés :

- Une carte « des signaux efficaces vidéo et des oscillateurs + driver de balayage » (S₁).
- Et une carte « des circuits de puissance de déviation du tube image » (D₂).

Les composants sont câblés d'un

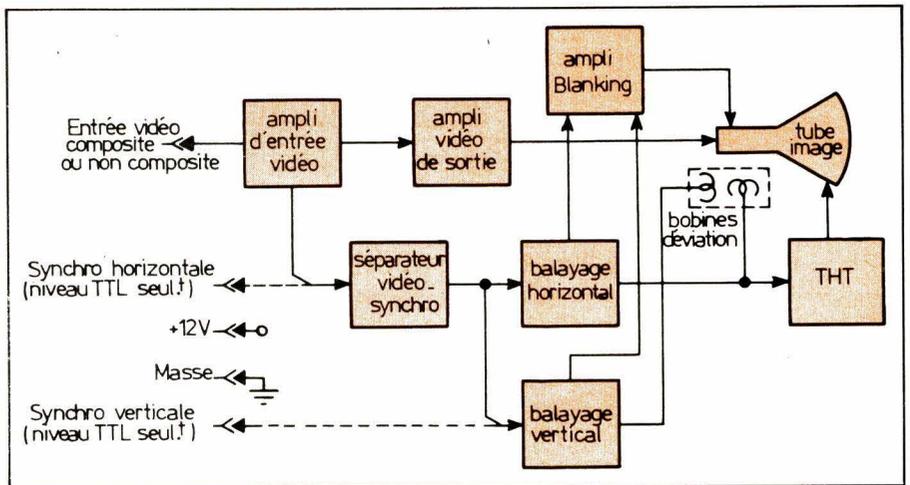


Fig. 1a. – Modèle vidéo ; options signaux composite ou non-composite.

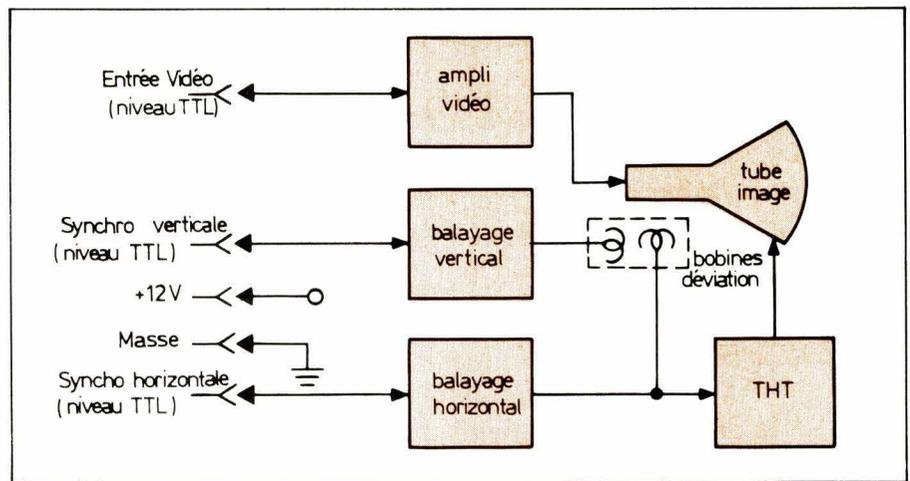


Fig. 1b. – Modèle vidéo non-composite.

seul côté des cartes imprimées, le cuivre étant à découvert de l'autre côté.

Les indications des composants sur les dessins du schéma électrique théorique sont imprimées de chaque côté des cartes (S₁) et (D₂), ce qui doit faciliter l'insertion et l'identification des composants utilisés.

On s'est arrangé pour que les réglages classiques des circuits soient montés sur les cartes de telle façon qu'il soit aisé de les atteindre.

Les circuits comprennent :

- 4 étages d'amplification vidéo-fréquences
- 6 étages pour les déviations et la synchronisation horizontale et verticale.

Enfin un étage spécial crée le « blanking ou noircisseur image » au moment du retour du balayage cathodique.

Mesures de sécurité

Du fait de la THT nécessaire à l'alimentation du CRT et de l'alimentation à partir du secteur extérieure

au châssis, voici toute une série de mesures spéciales de précautions que l'on doit prendre.

- S'assurer que le châssis est bien à la terre.
- Mettre toujours une main dans la poche lorsque l'on teste les circuits.
- Mettre des gants isolants et des lunettes de protection.
- Penser à la fragilité du CRT (Implosion... !), ne pas exercer de pression sur sa surface et en particulier sur son col qui peut alors casser net.

L'alimentation continue (DC) étant coupée, avant de manier le moniteur, court-circuiter la connexion d'anode THT à la masse du châssis.

Un transformateur d'alimentation secteur isolé devrait toujours être utilisé et monté en tampon entre le secteur et l'alimentation du téléviseur.

Si la THT est ajustable, elle devra toujours être réglée au niveau recommandé par le fabricant du moniteur. Lorsque la THT est augmentée et dépasse, sa valeur nominale indiquée, on peut s'exposer à l'apparition de rayons X dangereux. La THT

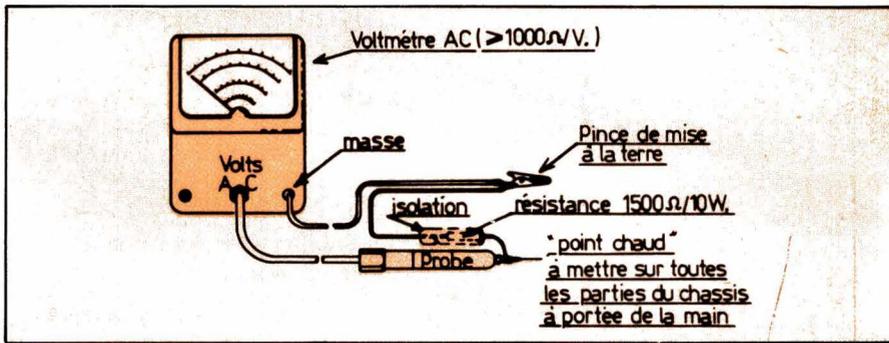


Fig. 2

doit être mesurée avec précision à l'aide d'un voltmètre et d'une sonde isolée à connecter entre l'anode du CRT et le châssis.

– Avant de retourner un appareil en panne, le service technique de l'utilisateur doit s'assurer que le moniteur peut fonctionner sans danger d'électrocution.

Ce test doit évidemment s'effectuer sans transformateur d'isolement du secteur et dans les conditions suivantes :

– Un voltmètre alternatif de 1 000 Ω/volt est shunté par une résistance de 1 500 Ω/10 W. Le test de sécurité est alors réalisé avec un probe de mesure branché à une partie exposée à l'opérateur dans le

châssis, tandis que la masse du probe est mise à une bonne terre (ex. : conduite d'eau).

– La tension alternative indiquée par le voltmètre ne doit pas excéder 7,5 V. Toute lecture supérieure à cette valeur indique un potentiel de fuite dangereux pour l'opérateur entre la masse et la partie testée (voir fig. 2).

– Ne jamais renvoyer un moniteur sans qu'un tel défaut d'isolement n'ait été localisé et corrigé.

Spécifications électriques du moniteur

Voir **tableau 1** concernant ces spécifications).

Spécifications mécaniques du moniteur

– **Dessin du circuit.** En plus des références des composants indiquées de chaque côté des cartes imprimées, il figure dans le dessin des circuits le nom des réglages et des contrôles ainsi que des entrées et des sorties.

De même les connexions des sorties des transistors sont identifiées comme suit : E (Emetteur), B(Base), C (Collecteur).

– **Changement des composants :** utiliser la « pompe à dessouder ».

– **Remplacement des transistors de puissance :** (Boîtier TO3/F24).

Le radiateur thermique du transistor n'est pas solidaire de la carte, mais vissé en même temps que le transistor. En fait, lorsque l'on fixe le transistor, le radiateur doit être correctement tenu dans sa position normale. Avant fixation, on doit prévoir l'application de graisse silicone

Tube image (CRT)	Angle de déviation diagonale écran : 55° et 90° Phosphore standard : P ₄ THT = 9,5 kV et 12 kV
Alimentation DC	12 V – 650 mA (55°) 12 V – 1 A (90°)
Signaux d'entrées	Entrée du signal vidéo-composite : entre 0,5 V et 2,5 V crête à crête, synchro négative (ZE = 75 Ω bouclé ou 12 kΩ non rebouclé) Synchro horizontale ou verticale : 2,5 V à 5 V crête à crête. Synchro positive. Niveaux TTL seulement. ZE = 75 à 250 Ω sur la connexion vidéo. ZE > 2 kΩ aux synchros verticale et horizontale.
Définition (finesse d'image)	650 points au centre de l'image – 500 points sur les bords de l'écran.
Bande passante vidéo	10 Hz à 12 MHz à – 3 dB.
Linéarité	≤ 2 % – mesurée suivant les normes EIA.
THT	9,5 kV et 12 kV pour un courant de faisceau du tube image de 50 μA.
Temps de retour lignes	Maximum 11 μS.
Fréquence de balayage	En horizontal : 15 750 Hz ± 500 Hz. En vertical : 50/60 Hz.
Environnement	Température de fonctionnement : 0 °C à + 50 °C Température de stockage : – 40 °C à + 65 °C Altitude en fonctionnement : 3 048 mètres maximum Conçu pour fonctionner suivant les règles DHEW applicables aux rayons X Conçu pour fonctionner suivant les spécifications UL 478.

Tableau 1. – Spécifications électriques des moniteurs.

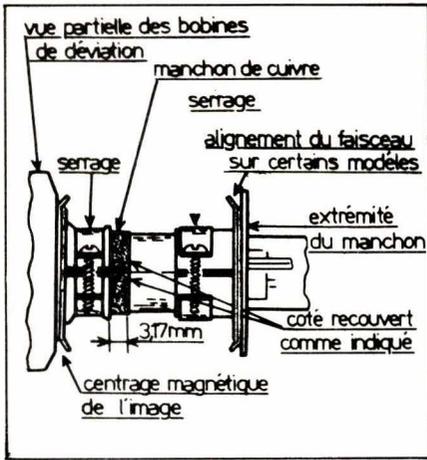


Fig. 3. - Vue partielle du col du tube image. Réglage de la linéarité horizontale.

sur le radiateur et en dessous du transistor. Avant de mettre le moniteur sous tension on doit s'assurer que les écrous de montage du transistor sont suffisamment serrés afin d'obtenir une connexion électrique et un refroidissement corrects du transistor. Une non observation de ces instructions peuvent être la cause de destruction du transistor ainsi que de ses composants périphériques.

Nota : Pour que la R_{th} (boîtier-radiateur) demeure la plus faible possible, le vissage du boîtier du transistor doit s'effectuer sans excessive pression de façon à ne pas écraser le radiateur et de telle sorte que la semelle du transistor reste bien plane.

— **Remplacement du cathoscope.** Il doit être manipulé avec précaution. Avant toute manipulation, faire attention à ce que le tube soit débranché de toutes ses sources de tension d'alimentation et de plus l'anode THT doit être déchargée.

Desserrer la vis qui retient le bloc de déviation (fig. 3).

Opérations de réglages du moniteur

Réglage de l'oscillateur local de fréquence horizontale (fig. 8)

1° Mettre en route le moniteur (fonctionnement normal).

2° Repérer le circuit intégré (MC 1391P) de balayage horizontal et le potentiomètre R_{35} de réglage de la « tension d'erreur de fréquence » sur la carte (S_1).

3° Régler R_{35} jusqu'à ce que l'image vidéo décroche en synchro horizontale. Revenir en sens inverse jusqu'à ce que l'image vidéo se verrouille à nouveau en synchro horizontale. A cet instant marquer le côté gauche de l'image vidéo sur l'écran du tube avec un ruban adhésif.

4° Continuer à tourner dans le même sens R_{35} jusqu'à ce que l'image vidéo décroche à nouveau en synchro-horizontale. Revenir au besoin légèrement en arrière pour bien noter la position extrême de verrouillage de l'image vidéo avec un deuxième ruban adhésif.

5° Observer la distance entre les deux marques sur la face avant du tube image. Le but consiste alors à régler le potentiomètre R_{35} jusqu'à ce que le bord gauche de l'image soit exactement centré entre les deux marques fixées sur l'écran du tube.

Réglage de la linéarité horizontale

Note : Ce réglage ne doit être effectué que lorsque l'on a replacé les bobines de déviation du tube image.

Procédure de réglage :

1° Déconnecter le moniteur de son alimentation.

2° (voir fig. 3). La vis de réglage du positionnement des bobines de déviation magnétique est desserrée juste assez pour permettre de glisser le manchon de cuivre le long du col à l'arrière du tube image.

3° Positionner alors le manchon de cuivre vers l'arrière du col du tube à une distance de 3,2 mm par rapport à la lèvre inférieure des bobines de déviation tout en s'assurant que le côté recouvert du manchon de cuivre est correctement aligné et n'est pas tordu.

4° Serrer la vis de la bride avec précaution de telle sorte que la position des bobines ne soit pas dérangée en cours de serrage.

5° Reconnecter le moniteur à son alimentation et vérifier qu'il fonctionne correctement.

6° (voir fig. 4). Observer le caractère à l'extrême gauche (marqué A en fig. 4). Sa largeur doit être égale à celle du caractère de droite (marqué B sur la fig. 4).

Si A est plus large que B, le manchon de cuivre est trop en arrière sur le col du tube image.

Si A est plus étroit que B, le manchon de cuivre doit être tiré plus en arrière sur le col du tube image.

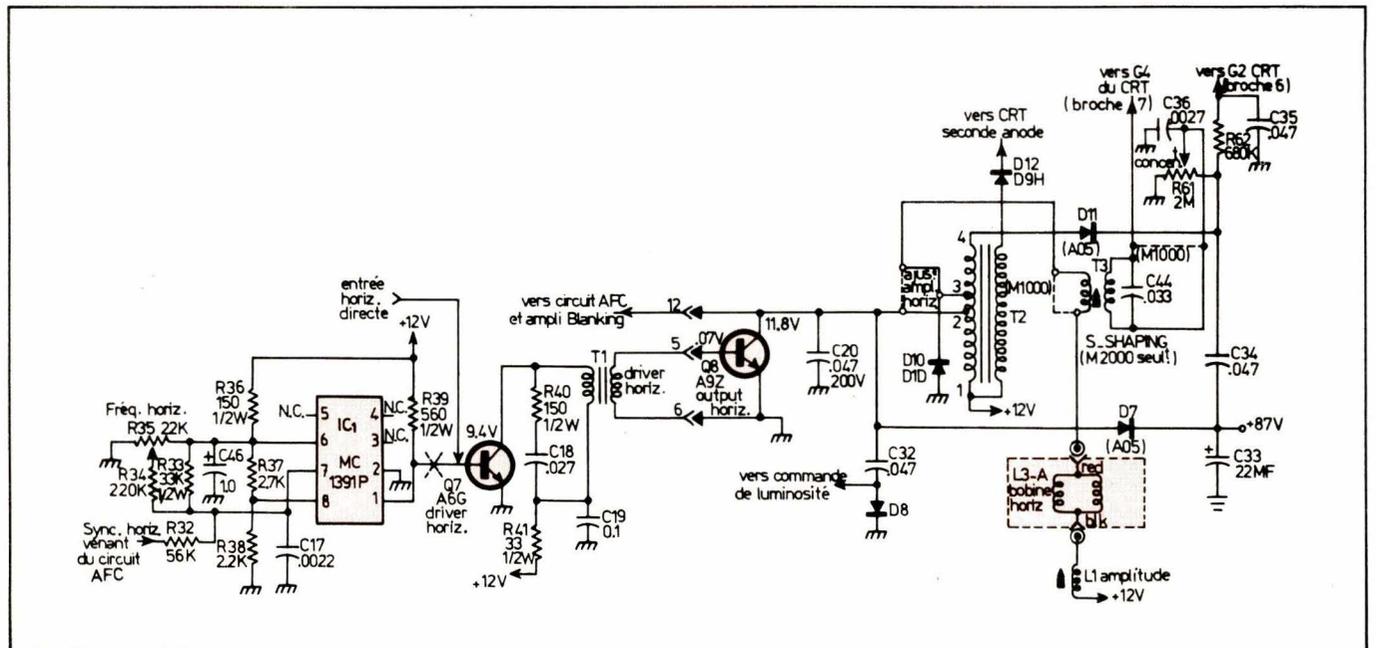


Fig. 8. - Circuit de déviation horizontale.

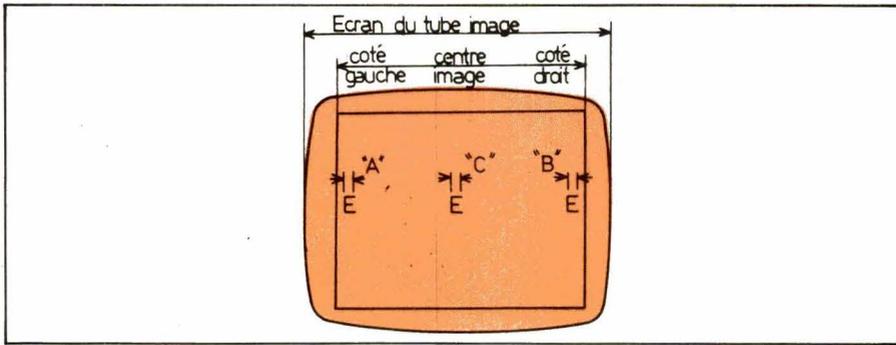


Fig. 4. — Réglage de linéarité des caractères affichés sur l'écran du tube image.

Dans chacun de ces cas repositionner correctement le manchon de cuivre de manière à ce que la largeur des caractères en A et B soit identique.

Réglage de la polarisation de l'étage de puissance final vidéo (fig. 5)

1° Lorsque le moniteur est mis en service, ajuster le contrôle de contraste vidéo R_6 à une valeur minimum et déconnecter ensuite le signal d'entrée vidéo.

2° Brancher un voltmètre aux bornes de la charge vidéo R_{18} , le négatif côté collecteur de Q_4 .

3° Régler R_{14} , potentiomètre de polarisation vidéo de telle sorte que l'on lise au voltmètre une valeur de $1 \pm 0,5$ V.

4° Débrancher le voltmètre.

5° Reconnecter le signal d'entrée et ajuster le réglage R_6 afin d'obtenir le contraste désiré.

Théorie de fonctionnement du moniteur

1. Généralités

La description du circuit est ici

applicable aux moniteurs utilisant à leur entrée vidéo un signal « vidéo-composite ». Lorsque les moniteurs emploient des entrées, de synchronisation compatibles avec des signaux TTL, la description de base demeure identique, cependant les impulsions de synchronisation horizontale et verticale sont couplées au moniteur des entrées séparées et proviennent d'une source extérieure à celui-ci. Le signal utile image-vidéo ne comporte plus de signaux de synchronisation. Enfin des « straps court-circuit » doivent être insérés sur les cartes de circuits imprimés en position de synchro TTL.

2. Circuit d'amplification du signal image vidéo-fréquence (fig. 5)

L'amplificateur vidéo-fréquence comprend 4 étages Q_1 - Q_2 - Q_3 - Q_4 . Le 1^{er} étage Q_1 fonctionne en « émetteur-suiveur ». De ce fait, la basse impédance de sortie de ce premier étage permet le câblage d'une résistance variable R_6 de contraste de faible valeur (1 k Ω) ayant ainsi une large réponse linéaire en fréquences sans toutefois nécessiter d'éléments de compensation. La sortie collecteur de Q_1 est utilisée afin de piloter le séparateur de synchronisation Q_5 . La capacité C_2 limite la sortie collecteur à la bande passante suffisante

pour passer correctement les signaux de synchronisation.

Les transistors Q_2 et Q_3 constituent un amplificateur continu compensé en fréquences par les capacités C_{40} et C_{41} .

La sortie de Q_3 est couplée capacitivement par C_5 à la base de l'étage de sortie vidéo Q_4 . Le réglage dans la base de Q_4 de la polarisation de l'étage vidéo (R_{14}) permet de fixer le courant collecteur de repos de cet étage de sortie. La compensation en fréquences de cet étage de sortie est déterminée à l'aide de R_{17} et de C_6 .

L'action combinée de la diode de « clamping » D_1 et de la capacité C_5 nous fournit la restitution de la composante continue du signal vidéo-fréquence.

L'ensemble C_7 - D_2 et R_{19} détermine une limitation du courant de faisceau du tube image.

La diode D_2 est normalement polarisée en direct et de ce fait, lorsque Q_4 vient à conduire, sa tension collecteur diminue. Le courant de faisceau qui circule à travers R_{19} augmente ainsi que la tension aux bornes de cette résistance. Si le courant de faisceau devient excessif, la tension collecteur de Q_4 . D_2 est alors polarisée en inverse ce qui vient à limiter le courant de faisceau du tube image.

La capacité C_7 couple la vidéo-fréquence à la cathode du tube image à travers R_{20} qui isole Q_4 des transitoires parasites pouvant affecter le tube image (Ex. : « Arcing » interélectrodes dans le tube image).

La séparation synchro/image et le circuit amplificateur des tops de Synchro (fig. 6)

Le séparateur synchro/image comprend 2 étages. Le transistor Q_5

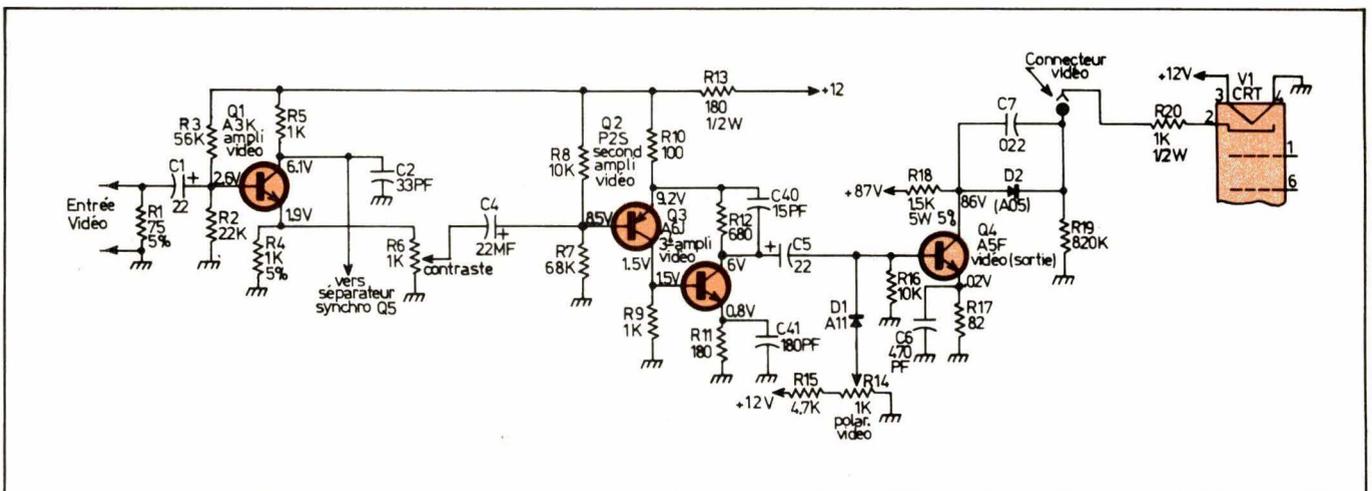


Fig. 5. — Circuit amplificateur vidéo.

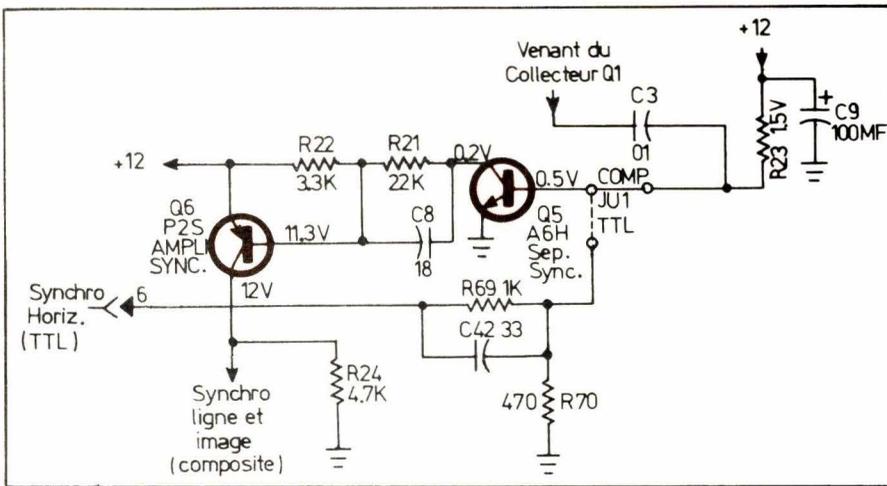


Fig. 6. — Circuit de séparation vidéo/synchro.

est le séparateur proprement dit et Q₆ est l'amplificateur des signaux de synchronisation. L'entrée du signal vidéo-fréquence prélevé à partir du collecteur de T₁ est telle que les signaux de synchronisation sont observés en positif.

La capacité C₃ est alors chargée par le courant crête de base qui circule lorsque la crête positive à l'entrée amène Q₅ à la saturation. Cette charge dépend du signal crête-à-crête d'entrée appliquée sur Q₅ et définit ainsi la polarisation de Q₅ qui vient à suivre l'amplitude du signal d'entrée. Ceci a pour conséquences de n'amplifier seulement que les crêtes positives du signal d'entrée c'est-à-dire en l'occurrence les signaux de synchronisation. Le courant initial de polarisation à travers R₂₃ détermine le niveau écrêté du signal appliqué sur la base de Q₅.

Le détecteur de phase lignes (AFC) (fig. 7)

Le détecteur de comparaison de phase des signaux de synchronisation lignes comporte deux diodes D₃ et D₁₃.

Le signal de sortie d'erreur de phase est généré à la suite de la comparaison entre d'une part, sur une première entrée, le top de synchronisation horizontale venant de Q₆ (amplificateur de tops de synchro-lignes) et d'autre part, sur une seconde entrée, les impulsions de retour lignes prises sur le collecteur de Q₈ (étage de puissance de sortie du balayage horizontal) et intégrées en forme de dents de scie grâce au réseau RC comprenant R₂₈-C₁₃ et R₂₉.

La tension de sortie de l'étage doit être de polarité et d'amplitude

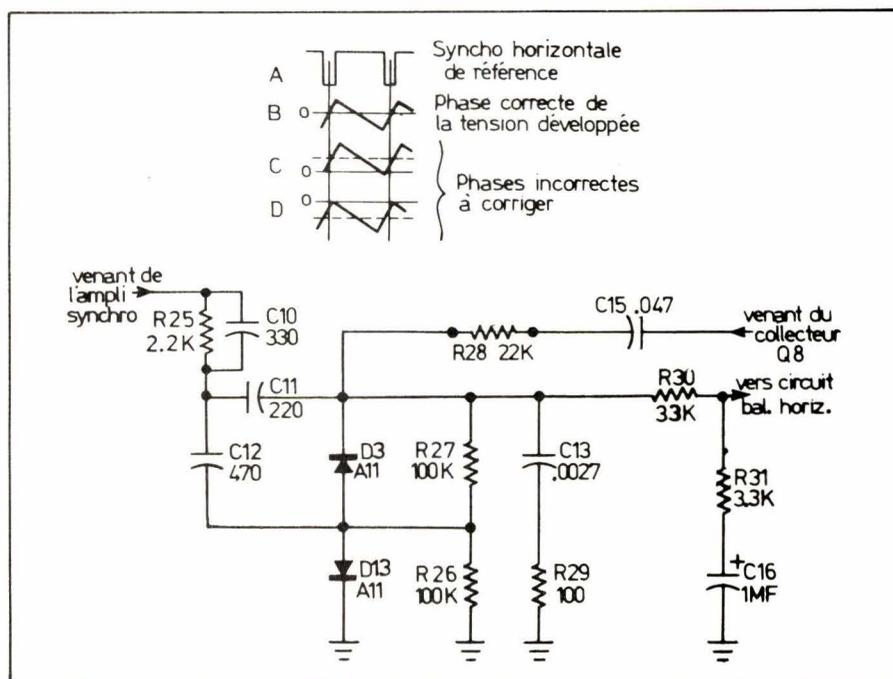


Fig. 7. Circuit de détection de phase (AFC).

telles qu'elle soit à même de verrouiller l'oscillateur lignes de manière à corriger les différences de phase existant entre les impulsions de retour du balayage lignes et la synchronisation provenant du signal vidéo-composite.

Durant le temps du top de synchronisation horizontale, les deux diodes conduisent simultanément, C₁₃ est alors porté au potentiel masse — 3 cas peuvent alors se produire :

a) Le signal synchro (courbe A) est en phase avec la base de temps horizontale. L'impulsion de synchro apparaît en phase avec la partie brève de la dent de scie, la tension résultante moyenne de correction de phase de l'oscillateur lignes sera nulle (courbe B).

b) Si la partie brève de la dent de scie est positionnée en retard de temps par rapport au top de synchro, la tension résultante de charge sur C₁₃ sera positive (courbe C).

c) Si elle est positionnée en avance, la tension résultante de charge sur C₁₃ sera négative (courbe D).

R₃₀-R₃₁ et C₁₆ complètent le filtre détecteur de phase.

Etages oscillateur et driver horizontal (fig. 8)

L'oscillateur horizontal est un circuit intégré I_{c1} (MC1391P). C'est essentiellement un oscillateur à tension contrôlé (VCO) ayant un rapport cyclique variable et une tension de référence interne. La tension de référence est présente à la broche 6, alors que les résistances R₃₇ et R₃₈ déterminent le rapport cyclique.

La principale capacité d'accord de l'oscillateur est C₁₇ avec ses courants de charge provenant de trois sources :

- un courant fixe déterminé par R₃₃
- un courant réglable déterminé par l'ensemble R₃₄ et R₃₅. (R₃₅ règle le contrôle du maintien de verrouillage de l'oscillateur).
- Un courant de correction d'erreur de phase à travers R₃₂ en provenance du détecteur de phase (AFC).

La combinaison de ces 3 courants de charge de C₁₇ détermine la fréquence horizontale de l'oscillateur lignes.

A la sortie du circuit intégré I_{c1} sur la broche 1, on dispose d'une onde carrée de fréquence de récurrence et de durée déterminées. Ce signal est

appliqué sur la base du transistor driver horizontal Q₇. La sortie collecteur de Q₇ est couplée, via le transformateur T₁ d'adaptation, à la base du transistor de puissance de sortie lignes Q₈. R₄₁ et C₁₉ fixent une limitation de courant tandis que R₄₀ et C₁₈ amortissent suffisamment le transformateur T₁ afin d'éviter les suroscillations au primaire de T₂ lorsque Q₇ vient au cut-off.

L'étage de puissance de sorties lignes (fig. 8)

Le secondaire du transformateur T₁ adapte l'impédance de sortie relativement élevée sur le collecteur de Q₇ à la basse impédance d'entrée de la base de Q₈.

Q₈ fonctionne comme un interrupteur qui à chaque période de l'oscillateur de balayage horizontal commute la tension d'alimentation à la fois aux bornes de la bobine de déviation horizontale (L3A) et au primaire du transformateur THT (T₂) tous deux étant montés en parallèle (vus à partir du collecteur de Q₈).

Le courant de déviation, en dent de scie, nécessaire dans la bobine de déviation horizontale dépend de la constante de temps L-R de la bobine ainsi que de l'enroulement primaire de T₂.

L'impulsion de retour lignes charge C₃₃ à travers D₇ afin de fournir une tension continue d'alimentation de + 87 V. Les transitoires erratiques apparaissant sur le collecteur de Q₈ sont limités en amplitude à la tension délivrée aux bornes de C₃₃, la diode D₇ condui-

sant et court-circuitant de ce fait toute tension positive de crête supérieure.

La diode d'amortissement D₁₀ conduit dans la période située entre le temps du déclenchement de l'impulsion de retour lignes et le début de l'état passant de Q₈.

La capacité C₂₀ est la capacité d'accord en fréquences de l'impulsion de retour du balayage lignes.

La bobine L₁ ajustable montée en série avec la bobine de déviation horizontale L_{3-A} permet le réglage de la largeur du balayage lignes sur l'écran du tube image.

C₃₂ et D₈ génèrent la tension négative nécessaire à la polarisation wehnelt du tube image.

Un manchon de cuivre au-dessus du col du tube image définit dans une position adéquate la linéarité correcte du champ magnétique de déviation horizontale.

Un enroulement de surtension au primaire du transformateur T₂ aboutit à la broche 4 où sont câblées D₁₁ et C₃₄ développant ainsi une tension de + 400 V qui doit alimenter à travers R₆₂ et R₆₆ l'électrode G₂ du tube image. Ce même 400 V réglable par R₆₁ sera appliqué sur l'électrode de concentration G₄ de ce tube image à travers la résistance d'isolement R₆₇.

L'oscillateur vertical avec ses étages driver et de puissance (fig. 9)

Les impulsions de synchronisation

venant du collecteur de Q₆ (ampli de synchro) sont appliquées au double réseau d'intégration R₄₅-C₂₃ et R₄₆-C₂₄. La composante « signal de synchro lignes » est éliminée, seule les impulsions de synchro verticale demeurent.

Elles sont appliquées sur la base de Q₁₀ à travers C₂₅ et R₄₇. L'oscillateur vertical est constitué à l'aide de Q₁₀ et Q₁₂ câblés en multivibrateur. Q₁₂ est également l'étage de sortie et il est attaqué à basse impédance à l'aide de Q₁₁ monté en émetteur follower. La résistance de charge R₅₃ + R₅₂ et les capacités d'intégration C₂₇ et C₂₈ génèrent une rampe de tension. R₅₂ règle l'amplitude maximale de cette tension (amplitude verticale de balayage sur l'écran du tube image).

Lorsqu'une impulsion positive de synchro image est appliquée à la base de Q₁₀, il commence à conduire, ce qui décharge rapidement C₂₇ et C₂₈. Cette action bloque Q₁₁ et cause une soudaine décroissance du courant collecteur de Q₁₂ ainsi que des courants traversant la bobine de déviation verticale (C₃-B) et la self de choc-image (L₂). Cette brusque diminution du champ magnétique résultant génère dans (L₂) une surtension crête qui est utilisée afin d'effacer le retour trame du faisceau cathodique.

R₅₈, C₂₉, R₅₁ et C₂₆ mettent cette tension de pointe en forme avant de l'appliquer à travers D₄ à la base de Q₁₀ pour maintenir la conduction de ce transistor jusqu'à ce que soit achevé le retour de balayage trame du faisceau cathodique. Lorsque Q₁₀

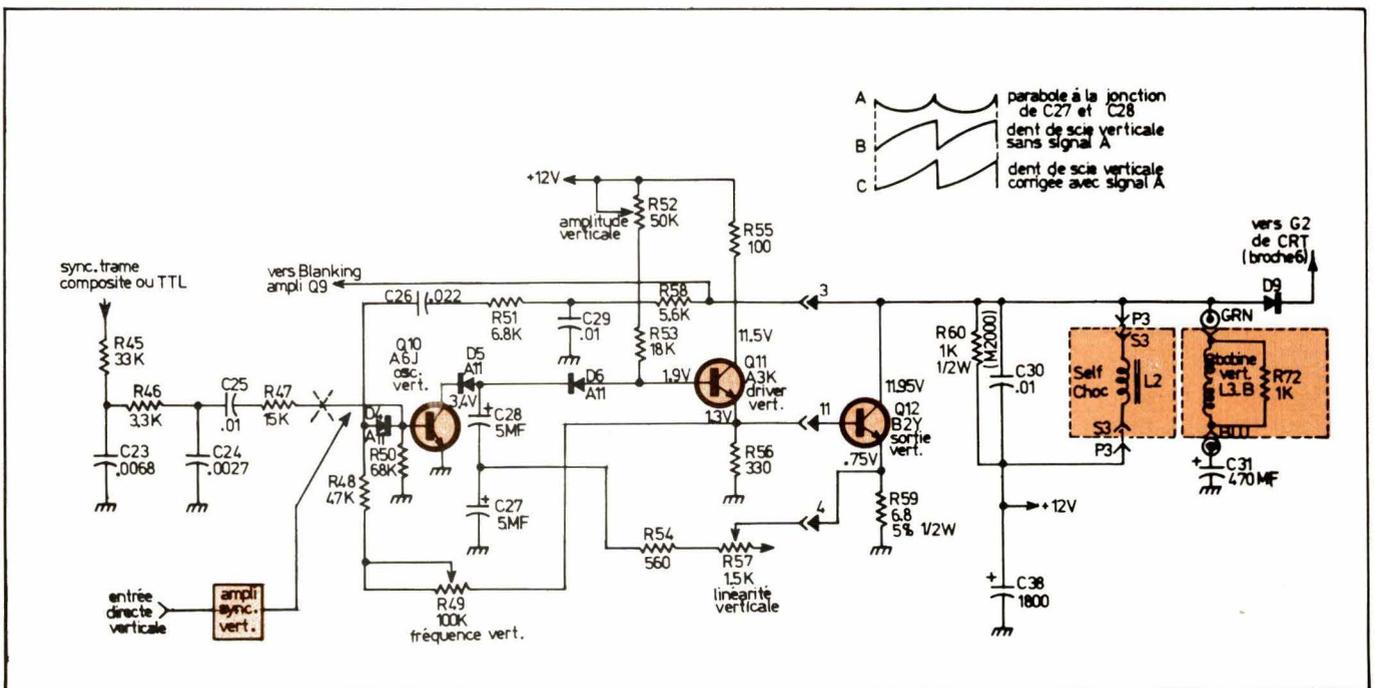


Fig. 9. - Circuit de déviation verticale.

revient ensuite à son état verrouillé, C_{27} et C_{28} peuvent recommencer à se charger à travers R_{52} et R_{53} et un nouveau cycle d'oscillations en dent de scie recommence. R_{49} règle la fréquence image et R_{48} fournit un signal réactif à Q_{10} afin de maintenir la condition d'entretien d'oscillations libres dans le cas où les impulsions de synchronisation verticale sont absentes à l'entrée du multivibrateur.

Les diodes D_5 et D_6 fournissent la tension moyenne redressée propre à faire fonctionner Q_{12} en classe A (du moins pendant l'aller de balayage).

La linéarité est assurée en appliquant la tension de rampe aux bornes de R_{59} au point de jonction de C_{27} et de C_{28} à travers R_{54} et le potentiomètre de réglage de linéarité R_{57} . A travers ce passage résistif, la forme d'onde intégrée par C_{27} sera parabolique (forme d'onde A).

Si cette tension parabolique n'était pas générée, la forme d'onde unique de la dent de scie verticale appliquée sur la base de Q_{12} serait celle vue en B. Si maintenant on lui ajoute la tension parabolique A, on peut ainsi corriger son défaut de linéarité afin d'obtenir une dent de scie correcte C.

L_2 constitue l'impédance de charge de Q_{12} . La capacité C_{31} sert à empêcher le courant continu de circuler dans la bobine de déviation verticale. La diode D_9 fait office de diode de clamping, elle protège Q_{12} en maintenant sur son collecteur un niveau d'écrêtage donné des signaux erratiques éventuels.

L'amplificateur des signaux de blanking (fig. 10)

Le signal de « blanking » est constitué par des impulsions négatives de retour de « trames » et de « lignes » appliquées au wehnelt du tube image. L'impulsion « retour lignes » est prise sur le collecteur de l'étage de sortie horizontale Q_8 et appliquée aux bornes de R_{43} après une mise en forme effectuée à l'aide de R_{42} et C_{22} montés en parallèle (intégration).

L'impulsions « retour trame » est prise sur le collecteur de l'étage de sortie verticale Q_{12} et appliquée aux bornes de R_{43} après une mise en forme effectuée à l'aide de C_{21} et R_{68} montés en série (différenciation).

Les impulsions horizontales et verticales mélangées dans la charge R_{43} sont ensuite amplifiées et inversées dans l'amplificateur de blanking Q_9 chargé dans son collecteur par R_{44} .

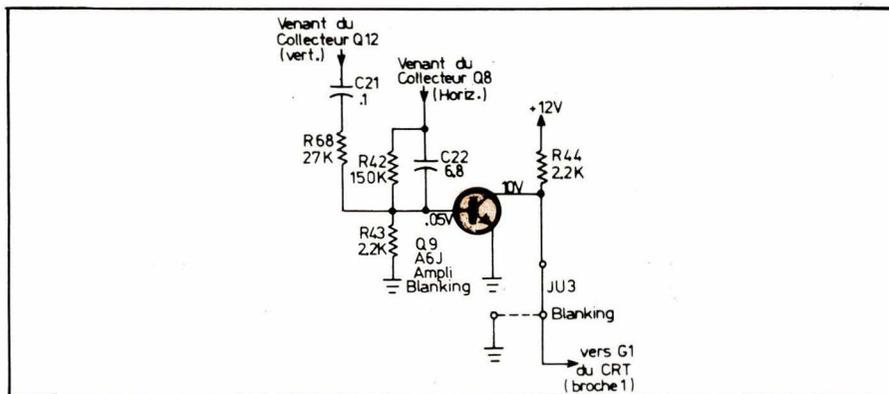


Fig. 10. — Amplificateur de blanking.

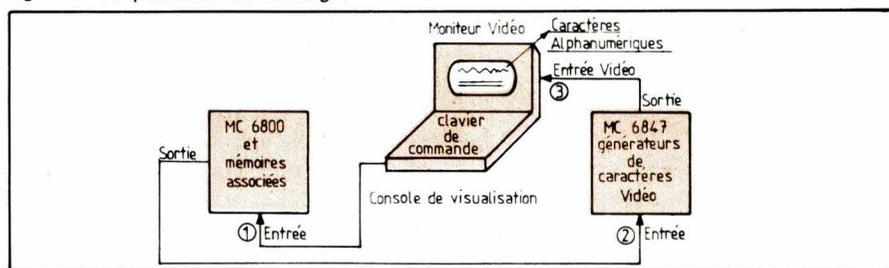


Fig. 11

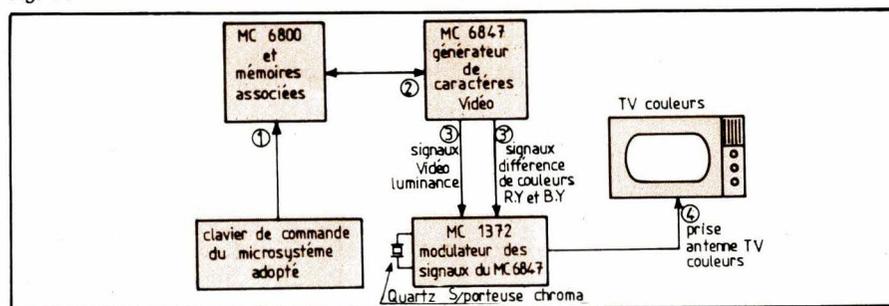


Fig. 12

La tension ainsi développée aux bornes de R_{44} est appliquée au wehnelt G_1 du tube image.

Microsystèmes avec affichage par moniteur TV

Le schéma de ces microsystèmes est indiqué à titre d'exemple dans les figures 11 et 12.

Le générateur de caractères (VDG = Vidéo Display Generator) MC6847 est un circuit intégré servant d'interface entre un micro-système comportant d'une part les microprocesseurs MC 68000 et MC 6800 associés à leurs diverses mémoires compatibles et, d'autre part, un moniteur vidéo-fréquences monté dans une console de visualisation périphérique.

Le VDG lit dans une mémoire du micro-système une donnée qu'il traduira en signal vidéo-composite. Ce signal injecté à l'entrée d'un moniteur vidéo inscrira sur l'écran de son tube-image des caractères alphabétiques et numériques.

Le MC6847 est un circuit intégré N-MOS encapsulé dans un boîtier de 40 broches de sorties disposées sui-

vant une configuration « Dual in line ». Chaque page de texte émis peut comporter 16 lignes de 32 caractères alphanumériques par ligne.

Une ROM d'instructions interne au générateur de caractères à masque programmable peut être disponible.

Ce circuit intégré génère également des signaux de différence de couleurs R-Y et B-Y.

Il est compatible avec le circuit intégré modulateur MC1372. L'ensemble MC6847 et MC1372 peut alors être branché à la prise antenne soit d'un TV noir et blanc, soit d'un TV couleurs afin d'afficher sur son écran des signaux d'informations alphanumériques programmés à partir d'un micro-système M6800.

Mais cette dernière application, illustrée par la figure 12 que nous avons voulu citer ici dépasse maintenant l'objet de notre article. Elle est l'introduction toute naturelle au nouveau système d'informations « chez soi » baptisé en France : « Système A.N.T.I.O.P.E.

Pierre MELUSSON
Directeur technique
du bureau Motorola - Paris

nouveau!

**enfin...!
une machine qui fait
les programmes d'automatisme
industriel à votre place!**

SELFCOGRAPH-7

Outil de développement révolutionnaire pour microprocesseur 6800-6809

Sans erreur, il teste les graphes, choisit la meilleure solution, la plus fiable, la plus rapide et la mieux protégée aux parasites

Exécution des programmes 100 fois plus rapide que par les moyens traditionnels

Mise au point : Tout seul, il indique les aberrations, les redondances, les possibilités de simplifications de vos graphes.

Mise au point : ... en temps réel, directement sur la machine à automatiser

Les programmes qu'il génère sont prêts à être mis en **REPRO** et à « tourner »

Parasites Antiparasitage automatique par programme



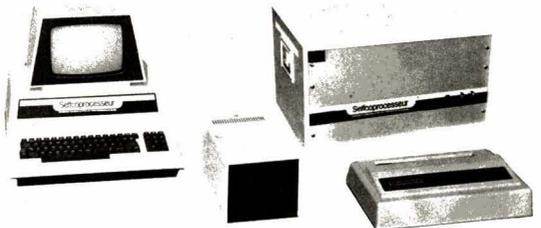
Selfcograph-7 est un produit France Microsoft. Distributeur exclusif pour la France : SELFCO

LA FIN DE L'ASSEMBLEUR?

Selfcograph-7 supprime les apprentissages longs et coûteux, les longues et pénibles utilisations de l'Assembleur, les mises au point de programmes abstraits au fonctionnement incertain.

Dorénavant, grâce à l'outil de développement Selfcograph-7, lorsque l'organigramme de la machine à automatiser est réalisé sous forme de dessins conventionnés (graphes), **LE GROS DU TRAVAIL EST FAIT!**

Il n'y a plus qu'à rentrer dans Selfcograph-7, la description de ces graphes à l'aide du clavier et **SELFCOGRAPH-7 FAIT LE RESTE.**



boutique Selfcoprocesseur

en promotion!

Possesseurs de PET 2001!

Claviers professionnels pour PET 2001

Grâce à un achat en grande quantité, Selfco vous propose :

- 1 clavier PET-PRO
- 1 cache de couleur PET
- 1 notice de montage

L'ensemble pour 780F TTC

Le clavier se met à la place du petit clavier d'origine et du magnéto K7. Celui-ci sera placé à l'extérieur.

Kit d'initiation au microprocesseur 6800 D2 (MKD2 MOTOROLA)

- Microprocesseur 6800
- Interface K7, clavier et afficheurs HEXA
- 16 lignes d'entrée-sortie TTL disponibles

Ce kit est idéal pour l'initiation et l'étude d'automatismes.

Il est livré avec une abondante documentation. De plus, nous avons disponibles toutes les extensions pour transformer le Kit D2 en un véritable outil de travail professionnel ou en Kit 6809. (Demandez notre documentation)

Le Kit complet, monté, testé, garanti en état de marche 2.200 F TTC

SELFCO vous propose la gamme Commodore 3001-4001-8001 bien sûr, mais en plus :

- toute la gamme de Floppys PROFESSIONNELS COMPUTHINK

- tous les interfaces, y compris interfaces IEEE, interfaces intelligents, interfaces analogiques et industriels

- tous programmes sur mesure
- toute la maintenance



SELFCO - 31, rue du Fossé-de-Treize - 67000 Strasbourg - Tél. (88) 22.08.88

SELFCO: la garantie du sérieux au service du professionnel et de l'amateur, depuis plus de 10 ans.

pour en savoir plus

... nous vous proposons gratuitement et sans engagement de votre part, une documentation complète avec description et caractéristiques de Selfcograph-7 et un exemple de marche à suivre pour automatiser une machine complète. Découpez et retournez-nous simplement ce bon, dûment rempli à : SELFCO - 31, rue du Fossé des Treize - 67000 Strasbourg - Tél. (88) 22.08.88

Oui, je désire recevoir sans engagement de ma part, la documentation concernant les produits suivants :

- Selfcograph-7
- Documentation avec tarif concernant

Nom :

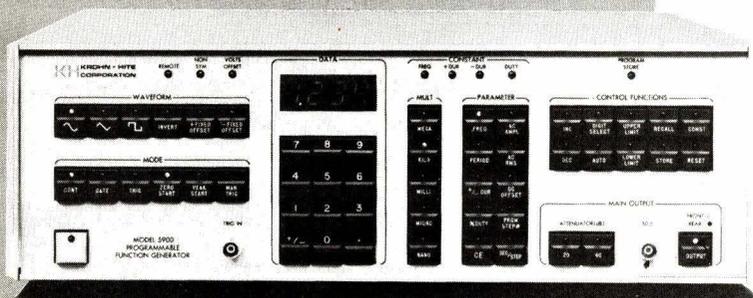
Adresse :

Profession :

SELFCO

KROHN-HITE

Générateur
de fonctions programmable
5900



0,0001 Hz à 5 MHz

Tout un programme... et en IEEE!

- Sinus, carré, triangle et impulsions.
- **Entièrement programmable manuellement.**
- **Totalement programmable par Bus IEEE.**
- 9 registres mémoire
et fonction autoprogrammeur
d'une capacité de **360 pas de programme.**
- Fonction calcul incorporée.
- Multiples modes de fonctionnement.

MB ELECTRONIQUE
606, rue Fourny, ZI Centre, B.P.31, 78530 Buc
Tél. 956 81 31 - Telex MB 695414



SERVICE-LECTEURS N° 189



PERMACEL

**Rubans adhésifs
spécialisés pour
mise en bandes
et en séquences
des composants
électriques et
électroniques**

3 produits

P 271 – P 724 – Q 446

Exemple P 271

3 coloris : blanc - bleu - rouge

Rouleaux de 110 et 165 m, bobines de 1000 à 5000 m.

Largeurs : 5, 6, 9 mm et plus • Épaisseur : 0,165 mm.

Résistance à la traction : 240 N/25 mm.

Allongement 5 % • Adhésion : 24,5 N/25 mm.

disponibles directement chez

STOKVIS

DIVISION ADHESIFS ET ISOLANTS

19-29 rue Jean-Lolive, B.P. 47

93171 Bagnole Cedex.

Tél. (1) 858.90.90 - Telex : 670 732

Nom _____

Société _____

Adresse _____

Tél : _____

désire recevoir documentation sur rubans adhésifs

Nous avons déjà consacré un article de notre revue à la modulation d'amplitude et plus particulièrement à la « Bande latérale unique », procédé de télécommunication universellement employé de nos jours pour sa grande efficacité (Electronique Applications n° 6 et 7).

La modulation de fréquence

Notre article d'aujourd'hui est consacré à la modulation de fréquence et à la modulation de phase, deux procédés indissociables présentant également de nombreux avantages : efficacité, simplicité de mise en œuvre.

L'administration des P.T.T. venant d'officialiser la « Citizen Band » avec 22 canaux en modulation de fréquence, nous pensons que notre article sera lu avec intérêt par les adeptes de ce mode de télécommunications.

La modulation, au sens habituel du terme, consiste à faire transporter par un signal (la porteuse), en général de haute fréquence, une information appelée signal modulant ou modulation.

La modulation de fréquence : aspect temporel

Dans le procédé appelé « modulation d'amplitude » on fait varier, en général de façon linéaire, l'amplitude de la porteuse en fonction du signal modulant, ce qui est illustré par la figure 1C.

A l'opposé, dans le cas de la modulation de fréquence, l'amplitude reste constante et le signal de modulation agit sur la fréquence de l'onde porteuse de façon à ce que :

- A l'amplitude du signal modulant corresponde, en général linéairement, l'amplitude de la variation de fréquence (aussi appelée excursion de fréquence ou « swing »).
- A la fréquence du signal de modulation corresponde la vitesse de la variation de fréquence de l'onde porteuse.

Ceci est illustré par la figure 1D : sur notre exemple, la fréquence croît pendant les alternances positives du signal modulant et décroît pendant les alternances négatives. La variation de fréquence observée par rapport à la fréquence de repos de la porteuse est bien proportionnelle à l'amplitude instantanée du signal modulant.

Il est par ailleurs important, d'ores et déjà, de remarquer que la

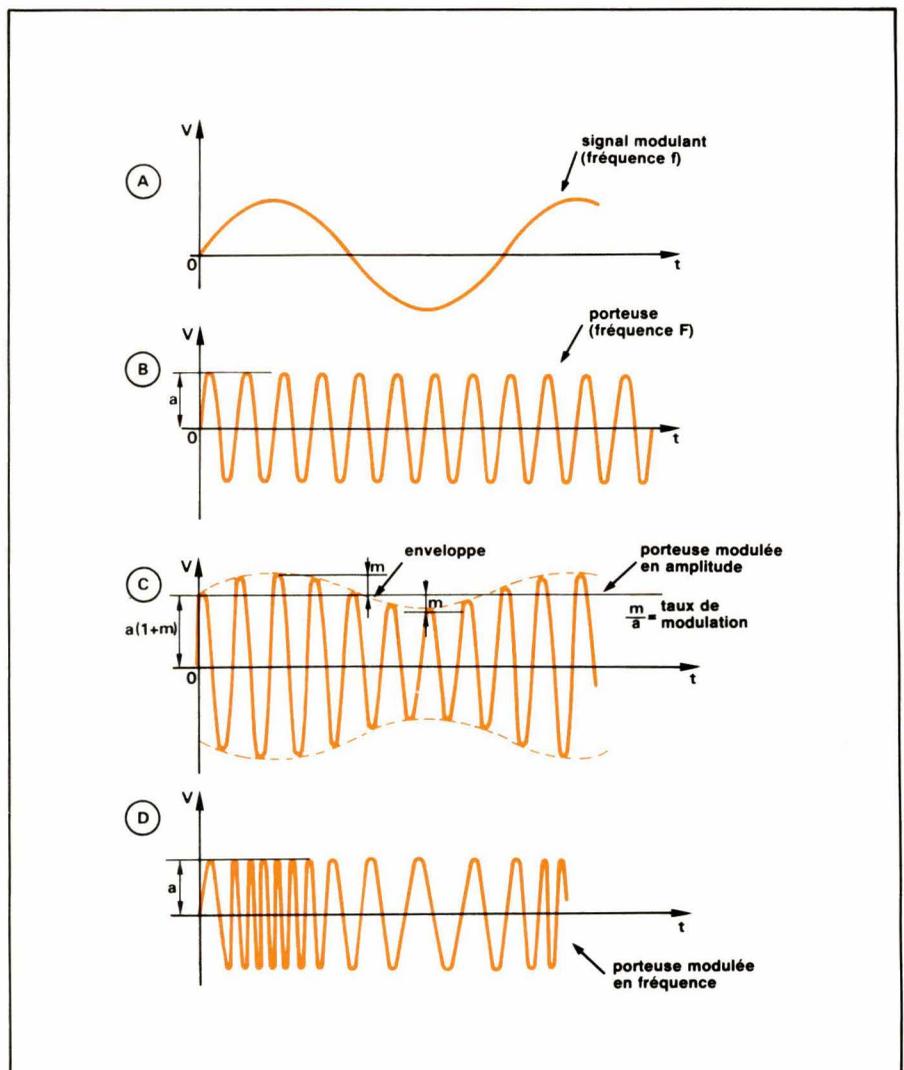


Fig. 1. - Comparaison A.M. (C)/F.M. (D).

puissance du signal modulé est constante et ne varie pas pendant le cycle du signal modulant, contrairement à ce qui se produit pour les modulations d'amplitude.

Il est donc difficile de parler pour la modulation de fréquence, comme cela se fait pour la modulation d'amplitude, de taux de modulation.

On pourrait bien sûr exprimer l'excursion de fréquence sous forme de pourcentage de la fréquence de l'onde porteuse mais cela n'aurait pas grand intérêt, ce chiffre étant modifié par toute opération de changement de fréquence. On ne parle donc que de la valeur absolue de l'excursion de fréquence (par exemple, les stations de radiodiffusion utilisent une excursion maximale de ± 75 kHz soit $\pm 0,083$ % si la station travaille sur 90 MHz, qui devient 0,7 % pour une fréquence intermédiaire du récepteur de 10,7 MHz).

Modulation de fréquence Aspect spectral de la modulation de fréquence

1) Modulation de fréquence et modulation de phase

S'il est relativement facile de comprendre ce qui se passe lors d'une modulation d'amplitude sans utiliser les mathématiques, il n'en est plus de même en modulation de phase ou de fréquence. Les lecteurs intéressés trouveront donc en annexe à cette analyse les quelques équations qui démontrent quelques-unes des affirmations qui suivent qui pourraient sembler par trop « parachutées ».

Comme dans notre étude de la modulation d'amplitude, la représentation vectorielle dite de « Fresnel » va permettre le passage de l'aspect temporel à l'aspect spectral et une compréhension relativement simple des phénomènes.

Tout signal sinusoïdal pur peut être caractérisé à un instant t par :

- sa fréquence
- son amplitude
- sa phase, définie à k périodes près par rapport à un instant de référence que nous appellerons t_0 .

On peut reporter ces informations sur le cercle trigonométrique (voir fig.2) :

● OA est le vecteur représentant la valeur instantanée du signal sinu-

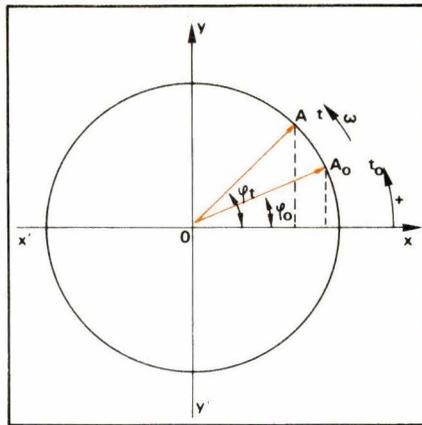


Fig. 2. — Représentation de Fresnel de la modulation de fréquence et de la modulation de phase. ω = variable en fonction du signal de modulation en F.M. ; φ_0 = variable en fonction du signal de modulation en P.M.

soïdal que nous allons maintenant considérer comme porteuse.

- f_0 : la phase à l'origine.
- ω : la pulsation (exprimée en radians/seconde : c'est la vitesse de rotation du vecteur A). $\omega = 2\pi F$, où F est la fréquence du signal sinusoïdal.

- f_t : phase du vecteur OA à l'instant t . $f_t = \omega(t - t_0) + f_0$.

En modulation d'amplitude, ω et f_0 sont constants et l'on fait varier le module du vecteur OA.

En modulation de fréquence, ce module est constant et l'on fait par contre varier ω vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence de la porteuse.

Puisque $f_t = \omega(t - t_0) + f_0$, toute variation de ω agit sur f_t , phase du vecteur OA à l'instant t . Si l'on agit sur f_0 , phase à l'origine, on produit exactement le même effet c'est-à-dire la variation de $f(t)$: on réalise alors une modulation de phase, aussi appelée, et le lecteur comprendra maintenant mieux pourquoi, modulation de fréquence indirecte.

Les deux procédés de modulation sont semblables quant au résultat final : la variation de f_t en fonction du signal modulant, la modulation de phase agissant sur f_0 , la modulation de fréquence agissant sur ω .

Observons maintenant la figure 3 sur laquelle nous retrouvons notre cercle trigonométrique et le vecteur OA qui « tourne » à la vitesse $\omega = 2\pi F$. Si l'on observe à des instants distants de T , période du signal porteur ($T = 1/F$), le vecteur OA en dehors de toute modulation (porteuse pure), ce dernier nous semblera fixe, par exemple dans la position représentée par notre dessin (c'est le principe du stroboscope... !). Si l'on applique une modu-

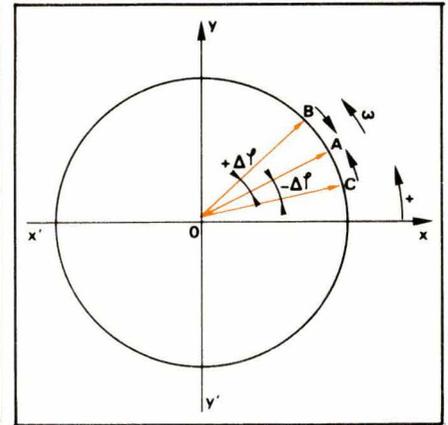


Fig. 3. — La modulation de phase. $\Delta\varphi$ est l'excursion de phase maximum.

lation de phase par un signal sinusoïdal pur, le vecteur visualisé va par contre osciller au rythme de la modulation entre la position OB ($+\Delta\varphi$) et la position OC ($-\Delta\varphi$). $\Delta\varphi$ dépend de l'amplitude du signal de modulation.

Le signal de modulation étant sinusoïdal, on comprend intuitivement que la fréquence instantanée de la porteuse modulée est maximale lorsque le vecteur passe en position OA en venant de OC et inversement minimale lorsqu'il passe en position OA en venant de OB (rappelons que le sens de rotation considéré comme positif est le sens contraire des aiguilles d'une montre). La fréquence instantanée pour les positions OB et OC est la fréquence F de la porteuse non modulée.

La valeur de la variation de fréquence de la porteuse (lors du passage par la position OA) dépend bien sûr de la vitesse de passage du vecteur donc de la fréquence du signal de modulation et de son amplitude.

Ce raisonnement graphique permet de mettre en évidence la différence essentielle entre la modulation de fréquence et la modulation de phase ou modulation de fréquence indirecte :

- En modulation de fréquence, l'excursion de fréquence ne dépend que de l'amplitude du signal de modulation.

- En modulation de phase, l'excursion de fréquence dépend :

- de l'amplitude du signal de modulation
- de sa fréquence.

Ce qui explique en particulier que pour qu'une modulation de phase apparaisse à l'extrémité réception du canal de télécommunication comme une modulation de fréquence, il soit

nécessaire de faire subir à l'émission un filtrage passe-bas à -6 dB/octave du signal de modulation.

Le développement mathématique en annexe montre que :

– En modulation de fréquence, l'excursion de fréquence ne dépend que de l'amplitude du signal de modulation alors que l'excursion de phase qui évidemment l'accompagne est inversement proportionnelle à la fréquence de modulation.

– En modulation de phase, l'excursion de phase est proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation alors que l'excursion de fréquence résultante est proportionnelle à l'amplitude et à la fréquence de modulation.

2) Aspect spectral de la modulation des fréquences

Encore une fois, nous n'encombrerons pas notre exposé de lignes

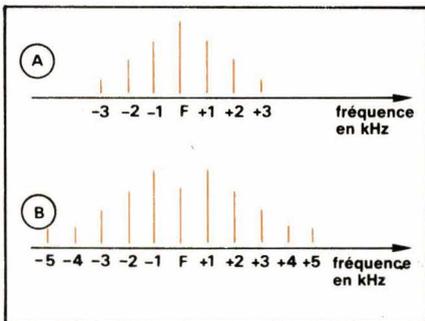


Fig. 4. - Spectre d'une modulation de fréquence à 1 kHz.
A - Pour une faible excursion de fréquence.
B - Pour une excursion plus forte.

Fig. 5. - Modulation de fréquence. Amplitude des bandes latérales ramenées à l'amplitude de la porteuse non modulée en fonction de l'indice de modulation et de leur rang.

Indice de modulation	Amplitude fréquence porteuse	Bandes latérales 1 ^{er} rang	2 ^e rang	3 ^e rang	4 ^e rang	5 ^e rang	6 ^e rang	7 ^e rang	8 ^e rang
0	1								
0,2	0,99	0,0995	0,0050						
0,4	0,9604	0,1960	0,0197	0,0013					
0,6	0,9120	0,2867	0,0437	0,0044					
0,8	0,8463	0,3688	0,0758	0,0102	0,0010				
1	0,7652	0,4401	0,1149	0,0196	0,0025				
2	0,2239	0,5767	0,3528	0,1289	0,0341				
3	0,2601	0,3391	0,4861	0,3091	0,1320	0,0430	0,0114		
4	0,3971	0,0661	0,3641	0,4302	0,2811	0,1321	0,0491	0,0152	
5	0,1776	0,3276	0,0466	0,3648	0,3912	0,2611	0,1310	0,0534	0,0184

d'équations hermétiques qui figurent cependant en annexe.

Moduler en amplitude une porteuse à la fréquence F par un signal sinusoïdal à la fréquence f revient à faire le produit des deux signaux. On peut démontrer que l'on crée ainsi deux signaux supplémentaires aux fréquences $F + f$ et $F - f$, ayant des amplitudes dépendant du taux de modulation, l'amplitude de la composante à la fréquence porteuse étant en principe constante. Ces signaux sont appelés « bandes latérales » inférieure ($F - f$) et supérieure ($F + f$). Dans le cas d'une modulation à 100 %, les bandes latérales ont une amplitude moitié de la porteuse. La puissance dans une bande latérale est donc le quart de la puissance dans la porteuse.

Il en va tout autrement en modulation de fréquence. On pourrait démontrer, en développant mathématiquement l'équation d'une onde de fréquence F modulée en fréquence par un signal de fréquence f :

– Que l'on crée de part et d'autre de la porteuse une **infinité** de bandes latérales de fréquences : $F \pm f$; $F \pm 2f$; $F \pm 3f$, etc.

– Que la **puissance du signal émis ne varie pas en fonction de la modulation**, c'est-à-dire que la puissance des bandes latérales est empruntée à la porteuse, la puissance d'une bande latérale pouvant même devenir supérieure à la puissance de la raie à la fréquence porteuse (voir fig. 4).

On pourrait déduire de la première remarque ci-dessus que le spectre d'une modulation de fréquence est infini : c'est théoriquement vrai. Cette infinité n'est cependant que mathématique et l'on constate très vite que l'amplitude de ces bandes latérales décroît lorsque leur rang croît et qu'elle devient rapidement négligeable (le calcul des amplitudes est possible par les fonctions de Bessel. Voir graphes et tables fig. 5 et 6). Cette importante constatation permet seule de définir la largeur de

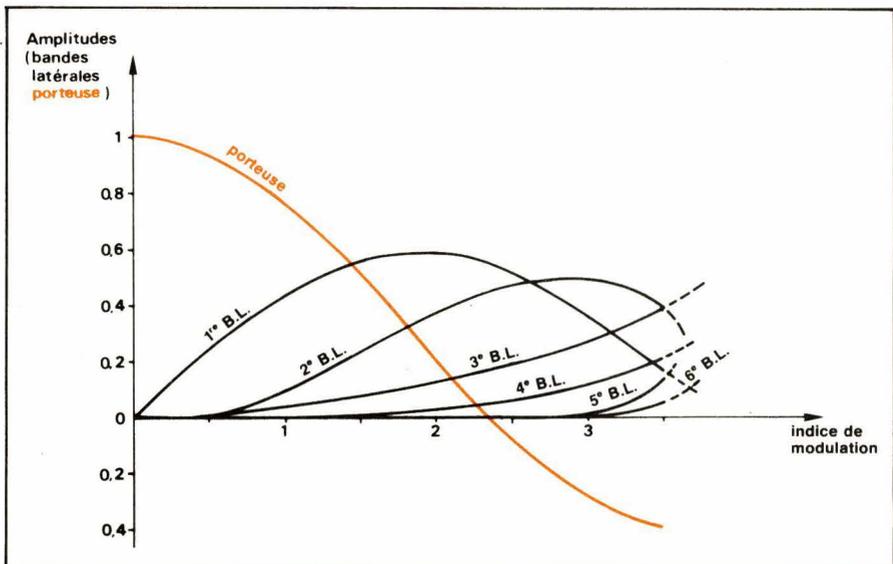


Fig. 6. - Les fonctions de Bessel. Variations des amplitudes de la porteuse et des bandes latérales en fonction de l'indice de modulation.

bande minimum du canal de communication appelé à véhiculer une modulation de fréquence.

La largeur du spectre utile d'une modulation de fréquence est donc :

$$L = 2nf$$

Avec L = largeur de bande, n = nombre de raies significatives dans les bandes latérales, f = fréquence de modulation.

La largeur du spectre étant indépendante de la fréquence de modulation, on peut considérer que, à amplitude du signal de modulation constante, c'est le nombre de raies significatives qui varie lorsque la fréquence de modulation varie : quelque soit la fréquence de modulation, tout le spectre est occupé et le nombre de raies croît lorsque cette fréquence diminue. Ceci est illustré par le tableau de la **figure 5** et les courbes de la **figure 6** qui donnent les amplitudes des bandes latérales en fonction du rapport :

$$I = \frac{\text{excursion de fréquence}}{\text{fréquence de modulation}} \text{ produisant l'excursion}$$

rapport appelé « Indice de modulation » ou « excursion relative ».

En modulation de phase, sans correction amplitude/fréquence sur le signal de modulation côté émission, la largeur du spectre dépend de la fréquence de modulation : le nombre de bandes latérales significatives est invariable : les fréquences de modulation basses (les graves dans le cas de la téléphonie) n'exploitent donc qu'une partie restreinte de la bande passante du canal de communication.

Ceci peut être corrigé par un filtrage passe-bas à -6 dB/octave du signal de modulation, comme nous l'avons déjà signalé. Dans ce cas les spectres occupés par une modulation de fréquence et par une modulation de phase sont absolument identiques et, le récepteur n'y voit que du feu !

Illustrons tout ceci par un petit exemple numérique, correspondant d'ailleurs à la N.B.F.M. (Narrow Band Frequency Modulation) de certains réseaux professionnels, des radioamateurs et des « C.Bistes » : l'excursion doit être limitée à $\pm 2,5$ kHz et la fréquence maximum de modulation est 4 kHz. Ceci donne un indice de modulation minimal de $2,5/4 = 0,625$. Si l'on se reporte à la table de la **figure 5**, on constate que, pour, une fréquence de modulation de 4 kHz :

● L'amplitude à la fréquence porteuse est réduite à 92 % de l'**amplitude** de la porteuse non modulée.

● La première paire de bandes latérales, situées à ± 4 kHz de la porteuse fait 29 %.

● La deuxième paire, à ± 8 kHz fait 4 %.

● La troisième paire, à ± 12 kHz fait 0,4 %.

Seule les premières bandes latérales sont significatives et l'on peut considérer que la largeur de bande nécessaire est ± 4 kHz, **comme en modulation d'amplitude.**

Pour une fréquence de modulation de 500 Hz, la même table nous montrerait que, l'indice de modulation étant de 5, les bandes latérales sont significatives jusqu'à la 8^e mais, comme elles ne sont espacées que de 500 Hz, la largeur de bande nécessaire est toujours de 4 kHz.

Avantages et inconvénients de la modulation de fréquence

Nous ne parlerons que de la modulation de fréquence, la modulation de phase pouvant comme nous l'avons vu s'y ramener grâce à un simple filtrage passe-bas. Dans ce cas cependant et justement à cause de l'existence des filtres sur le signal modulant, l'excursion maximum qu'il est possible d'obtenir est de quelques centaines de Hertz ce qui impose d'opérer la modulation sur une fréquence porteuse assez basse et de procéder ensuite à des multiplications de fréquence.

Parmi les principaux avantages de la modulation de fréquence signalons :

● La possibilité de faire travailler l'étage final de l'émetteur en classe C, avec un rendement de l'ordre de 70 %.

● La facilité de mise en œuvre : pas d'amplificateur basse fréquence de puissance, pas d'amplificateurs linéaires, etc.

● La possibilité de réaliser une émission à haute fidélité et dynamique élevée (à condition toutefois de ne pas attacher trop d'importance à une large excursion de fréquence).

● La possibilité d'éliminer à la réception les perturbations d'amplitude par un écrêtage à amplitude constante (limiteur) du signal.

● La moindre gêne apportée par

le « fading » sélectif puisque chaque fréquence du signal de modulation est transmise en utilisant toute la largeur du spectre haute fréquence disponible.

● L'absence de phénomènes tels le T.V.I., liés en général à des détections parasites de la modulation d'amplitude : plus de modulation d'amplitude, plus de signal perturbateurs même si les phénomènes parasites de détection subsistent dans les T.V., chaînes Hi-Fi et autres récepteurs involontaires... !

Le principal inconvénient est bien sûr la largeur de bande plus grande nécessaire à la transmission. A la limite, pour une fréquence de modulation f très petite devant l'excursion de fréquence ΔF , la bande passante nécessaire reste $2 \Delta F$ alors qu'en A.M. elle serait de $2f$.

La modulation de fréquence à bande étroite n'apporte rien du point de vue bruit et dynamique par rapport à la modulation d'amplitude. Elle offre cependant tous les autres avantages de la F.M. et plus particulièrement en ce qui concerne l'extrémité émission : facilité de mise en œuvre, meilleure exploitation de l'étage final de l'émetteur, etc.

La modulation de fréquence et le bruit

1) F.M. et bruit

Les diverses sources de bruit d'un canal de communication perturbent le signal en tous points du canal. En bout de chaîne, dans le récepteur, l'interaction des tensions de bruit et des signaux utiles produit deux types de phénomènes :

– Une modulation d'amplitude du signal reçu par le bruit.

– Une modulation de phase (et donc indirectement de fréquence), du signal reçu par le bruit.

Les modulations d'amplitude parasites sont éliminées par les dispositifs limiteurs d'amplitude du récepteur. L'effet des modulations de fréquence parasites dépend de la fréquence du signal perturbateur par rapport à la fréquence centrale (voir **fig. 7**) : l'effet est d'autant plus marqué que la fréquence du perturbateur est éloignée de la fréquence centrale de l'émission F.M. : un bruit blanc à l'entrée du récepteur F.M., superposé au signal utile produira donc en sortie une tension de bruit ayant un spectre semblable à la **figure 7B**, alors qu'en A.M. le spectre

Fig. 7. — La modulation de fréquence et le bruit.

A — Bruit d'une transmission A.M.
B — Bruit d'une transmission F.M. : indice de modulation 5. Dans les deux cas, la bande passante limite le spectre du signal démodulé à 5 kHz. En B, le niveau de bruit augmente lorsque l'on s'éloigne de la porteuse, alors qu'il est constant en A.

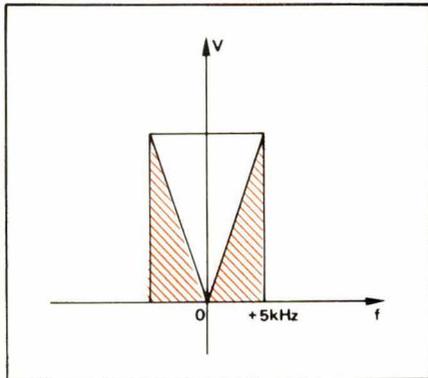
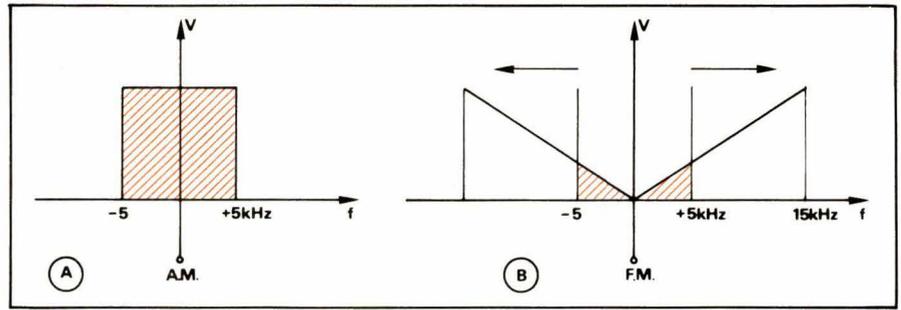


Fig. 8. — Le bruit et la F.M. Même présentation qu'en figure 7 mais avec un indice de modulation de 1 (N.B.F.M.) Le gain F.M./A.M. est, dans ce cas, approximativement de 4,2 dB.

obtenu aurait été celui de la **figure 7A**, pour les mêmes limitations de bande passante appliquées au signal de modulation.

La **figure 8** montre que même pour un indice de modulation de 1 (N.B.F.M.) l'amélioration du rapport signal sur bruit entre A.M. et F.M. n'est pas négligeable et atteint 4,2 dB. Si l'on augmente l'excursion en conservant les mêmes limitations de bande passante sur la modulation détectée (en général bande passante audiofréquence du récepteur), on constate que ce chiffre s'améliore encore et l'on pourrait calculer sa limite : 18,75 dB, ce qui n'est pas négligeable !

La préaccentuation, qui favorise les fréquences élevées du signal de modulation à l'émission, en rétablissant la vérité par un filtrage passe-bas à la réception, permet encore d'améliorer ce chiffre qui peut alors dépasser 20 dB ! (voir **fig. 9**).

Cette amélioration considérable du rapport signal sur bruit permet une très nette amélioration de la dynamique ce qui est particulièrement intéressant en radiodiffusion (transmission des concerts).

2) Phénomène de capture ou domination par le signal le plus fort

C'est un phénomène bien connu des utilisateurs de réseaux téléphoniques F.M., qu'ils soient amateurs

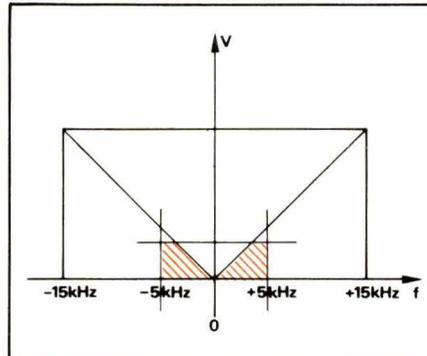


Fig. 9. — Effet sur le bruit du système F.M. de la préaccentuation à l'émission (indice de modulation = 5).

ou professionnels : c'est la station qui « arrive le plus fort » qui « écrase » l'autre, sans battement entre les fréquences porteuses toujours légèrement différentes (comme ce serait le cas en A.M.) et la plupart du temps sans ou avec très peu de distorsion. La **figure 10** fournit l'explication de ce phénomène :

Supposons que le signal le plus fort soit représenté par le vecteur 1 et prenons ce vecteur comme référence de phase. Le vecteur 2 représente le signal plus faible. Le vecteur 2 tourne autour du vecteur 1 (les fréquences porteuses sont toujours légèrement différentes, ne l'oublions pas). Si l'on appelle R le vecteur résultant, on constate une modulation d'amplitude de R, éliminée par les limiteurs du récepteur, une modulation de phase plus ou moins importante, dépendant du rapport d'amplitude des deux signaux mais, la fréquence moyenne de R reste celle de 1, c'est-à-dire celle de la station reçue le plus fort.

La modulation de phase produite sur R donnera un peu de distorsion, sans plus, distorsion pouvant être totalement inaudible si les porteuses sont suffisamment proches en fréquence.

La capture est totale dès qu'un rapport de 2 pour les amplitudes des signaux reçus est atteint.

Pour obtenir le même résultat avec deux modulations d'amplitude,

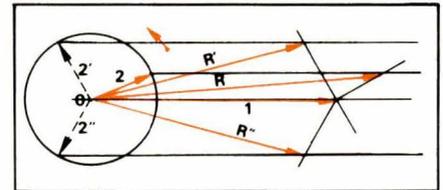


Fig. 10. — Le phénomène de capture ou « la raison du plus fort est toujours la meilleure ».

il faudrait un rapport d'amplitude de 100 !

Procédés d'obtention et de réception

1) Obtention

Qu'il s'agisse de réaliser une modulation de phase ou de fréquence, le modulateur aura pour rôle de transformer le signal de modulation (en général un signal basse fréquence) en variations de réactance proportionnelles. Ces « réactances variables » pourront être appliquées directement sur le circuit oscillant d'un oscillateur pour produire une modulation de fréquence ou en un point de la chaîne d'amplification de l'émetteur pour créer une modulation de phase ou une modulation de fréquence indirecte si le signal de modulation subit un filtrage passe-bas à - 6 dB/octave.

Les modulations de fréquence à bande étroite (N.B.F.M.) sont en général plutôt obtenues de façon indirecte, par exemple par modulation de phase sur un oscillateur pilote à quartz ayant une fréquence sous-multiple de la fréquence finale désirée.

On rencontre souvent comme procédés d'obtention de la réactance variable :

- la diode varicap
- le tube à réactance et sa version à transistor

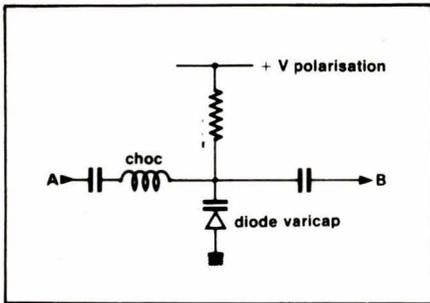


Fig. 11. — La diode varicap. On injecte au point A un signal B.F. de modulation. Le point B va vers le circuit déterminant la phase ou la fréquence de la porteuse.

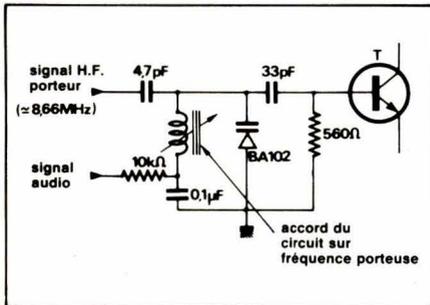


Fig. 12. — La varicap montée en modulateur de fréquence indirect (étage modulateur d'un émetteur 156 MHz). Noter la cellule de filtrage passe-bas (10 kΩ - 0,1 μF) dont la fréquence de coupure est de 160 Hz à - 3 dB. Le transistor T est monté en multiplicateur de fréquence.

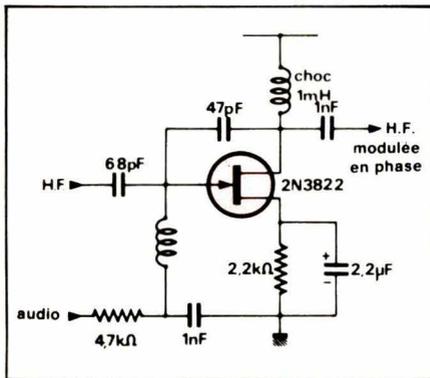


Fig. 15. — Modulateur de phase à transistor F.E.T.

— la self variable par variation de la perméabilité de son noyau magnétique.

Ces procédés sont illustrés par les figures 11 à 16.

2) Réception

Les procédés de réception de la modulation de fréquence ne sont pas fondamentalement différents de ceux utilisés pour la réception d'autres types de modulation. La figure 17 permet la comparaison des schémas synoptiques d'un récepteur pour l'A.M. et d'un récepteur pour la F.M. On remarquera que la détection d'enveloppe du récepteur A.M. est remplacée par un « discriminateur », circuit chargé de convertir les variations de fréquence en variations de tension, précédé d'un étage « limiteur » destiné à éliminer du signal

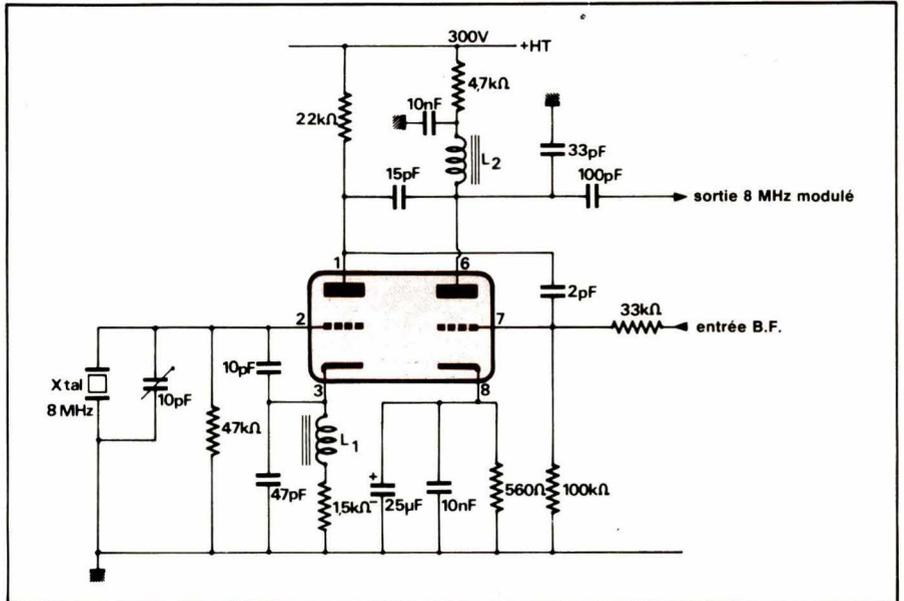


Fig. 13. — Un modulateur de phase à tube à réactance.

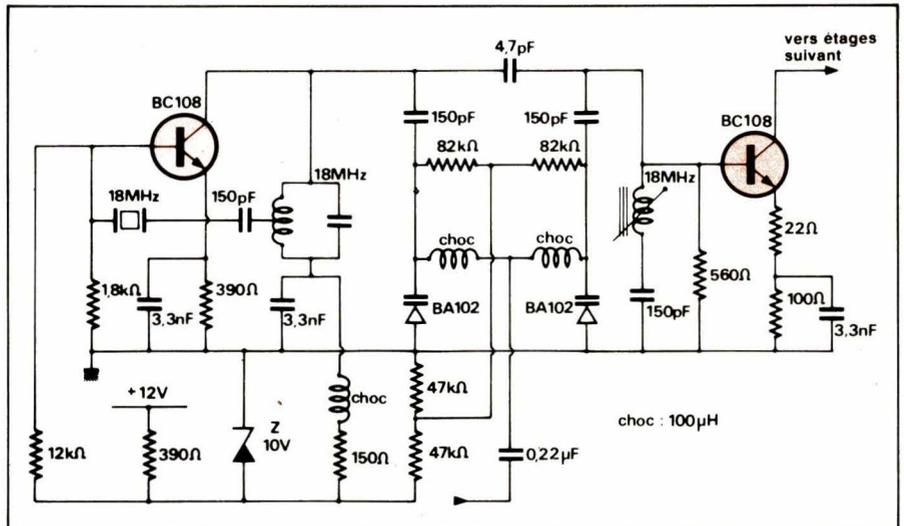


Fig. 14. — Un autre modulateur de phase, en pont, utilisant deux varicap. Le schéma représente l'étage pilote d'un émetteur réalisé par l'auteur pour la bande amateur 144 MHz, d'après « VHF manual » de la R.S.G.B.

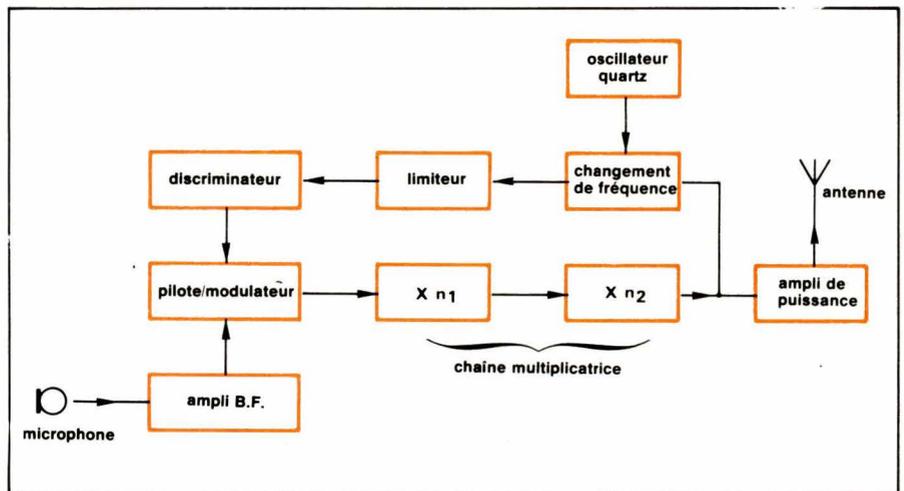


Fig. 16. — Schéma synoptique d'un émetteur F.M. de radiodiffusion (à bande large) incluant un dispositif de correction automatique de dérive du pilote.

reçu toute trace de modulation d'amplitude parasite. On notera également sur le récepteur F.M. l'absence de C.A.G. (contrôle automatique de gain). Nous allons donc passer rapidement en revue les prin-

cipaux circuits démodulateurs F.M. :
a) le détecteur symétrique ou discriminateur (voir fig. 18) ou discriminateur de Foster-Seeley : qui utilise la différence de phase de 90° qui existe entre les tensions pri-

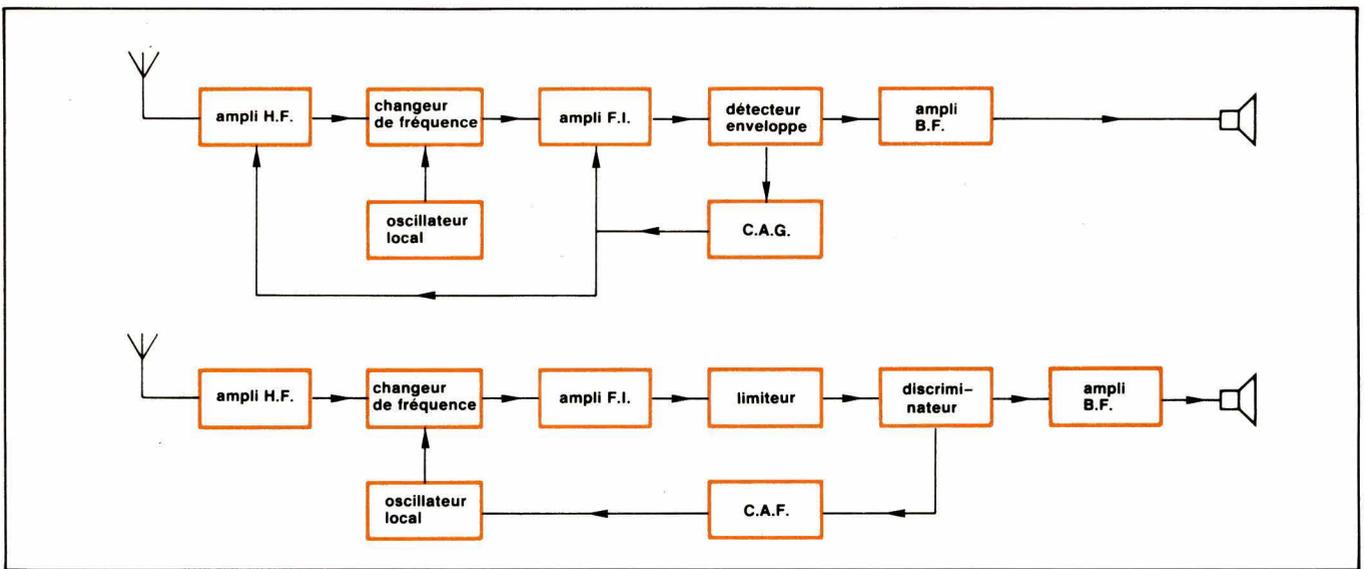


Fig. 17. — Comparaison des synoptiques d'un récepteur A.M. et d'un récepteur F.M. (superhétérodynes, simple changement de fréquence).

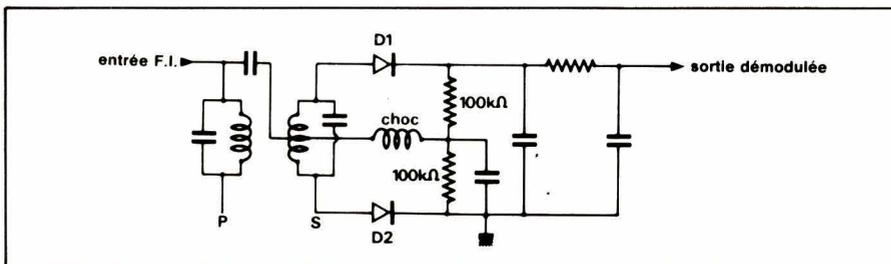


Fig. 18. — Le détecteur ou discriminateur de Foster-Seeley.

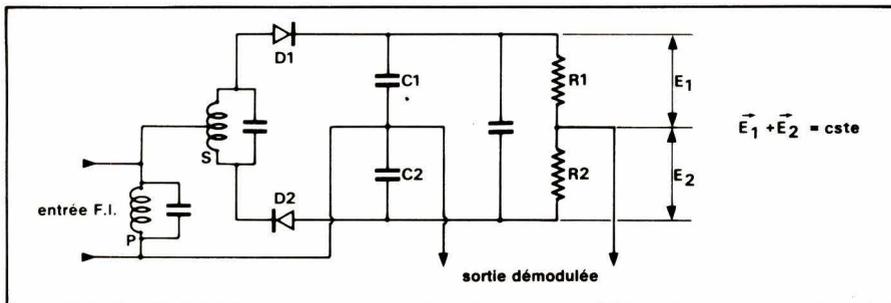


Fig. 21. — Le détecteur de rapport.

maires et secondaires d'un transformateur accordé. La tension primaire est injectée sur une prise médiane du secondaire. Les tensions développées sur les deux résistances de charge des diodes de détection sont, en l'absence de modulation de fréquence du signal reçu, égales et opposées (fig. 19). Si la fréquence reçue est différente de la fréquence d'accord du transformateur ou s'il y a variation de la fréquence reçue, le décalage de phase entre primaire et secondaire n'est plus de 90° mais de 90° + Δo (fig. 19B), les tensions appliquées aux diodes de détection ne sont plus égales et l'on recueille en sortie une tension proportionnelle à l'écart de fréquence. La caractéristique de discrimination d'un circuit bien conçu a l'allure indiquée par la figure 20.

Le discriminateur de Foster-Seeley a une bonne linéarité. Il demande

a être précédé de bons circuits limiteurs et n'a malheureusement qu'une faible sensibilité.

b) Le détecteur de rapport : (ou détecteur différentiel). C'est certainement le type de démodulateur le plus utilisé. Le schéma de principe (fig. 21) fait ressortir immédiatement sa structure en pont. La tension démodulée (la B.F. en général) est prélevée sur une des diagonales du pont tandis que l'autre est court-circuitée (dans le domaine de fréquence des signaux de modulation) par un condensateur de valeur adéquate. Le principe de détection ne diffère pas de celui du détecteur symétrique. L'effet antiparasite de ce détecteur et ses caractéristiques intrinsèques de limitation sont excellents.

L'emploi de résistances de charge (R_1 et R_2 , fig. 21) de faible valeur et

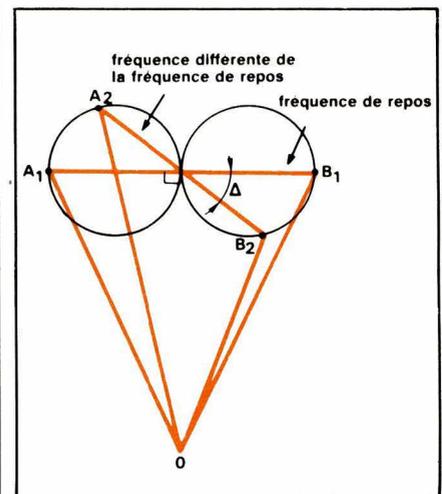


Fig. 19. — Principe du discriminateur.

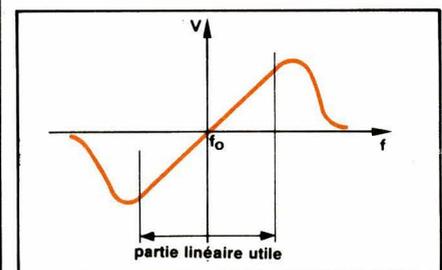


Fig. 20. — Caractéristique fréquence/tension d'un discriminateur.

d'un enroulement secondaire à forte surtension améliore encore ces caractéristiques (limitation par variation d'amortissement du secondaire en fonction du niveau du signal reçu).

c) Discrimination de Travis : (voir fig. 22). Il s'agit d'un procédé dérivé de la « détection F.M. en flanc de courbe de sélectivité ». Deux circuits oscillants, non couplés, accordés l'un au-dessus, l'autre au-dessous de la fréquence centrale de la F.M. à démoduler sont connectés de façon à ce que leurs courbes de sélectivité se combinent et fournissent la caractéristique en S souhaitée.

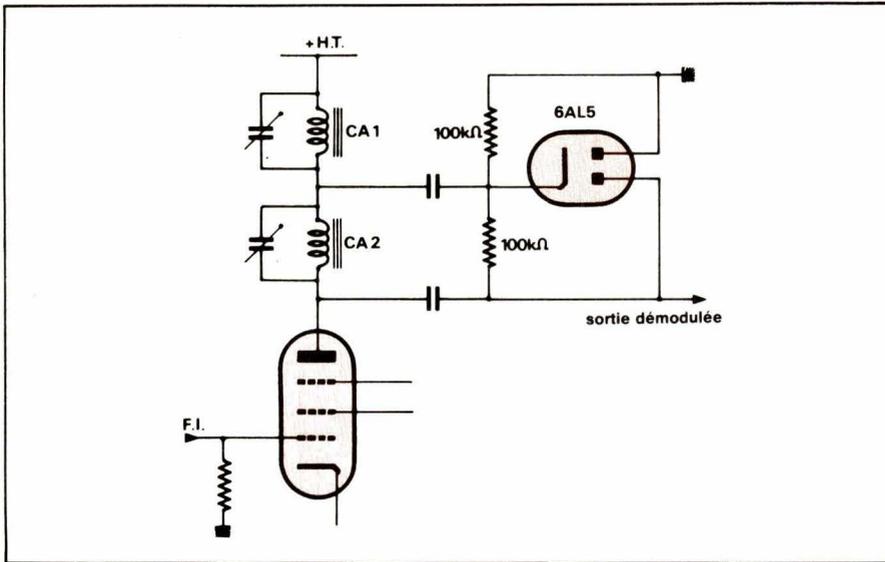


Fig. 22. — Le discriminateur de Travis : une version à tubes. CA1 est un circuit accordé en dessous de la fréquence de repos ; CA2 est accordé au-dessus de cette fréquence.

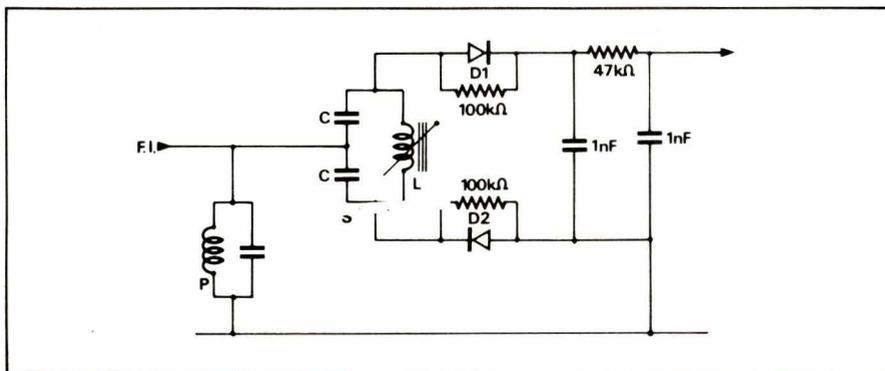


Fig. 23. — Discriminateur de Weiss.

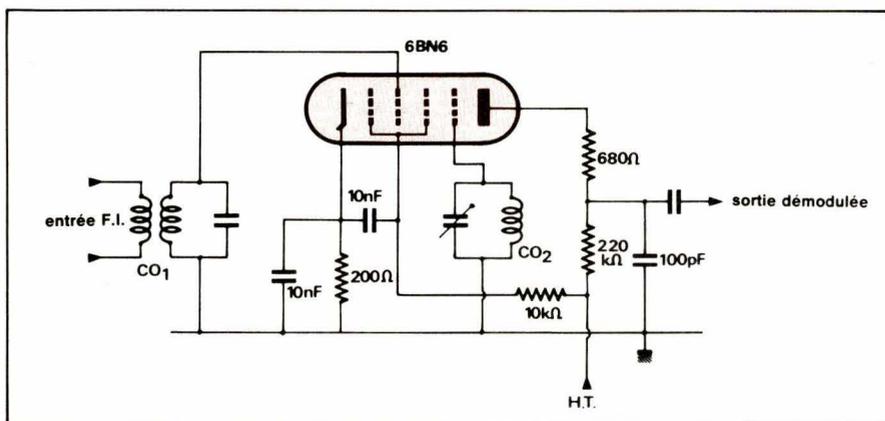


Fig. 24. — Détection multiplicatrice avec tube 6BN6. Le couplage entre les deux circuits oscillants est réalisé électriquement par le faisceau d'électron du tube.

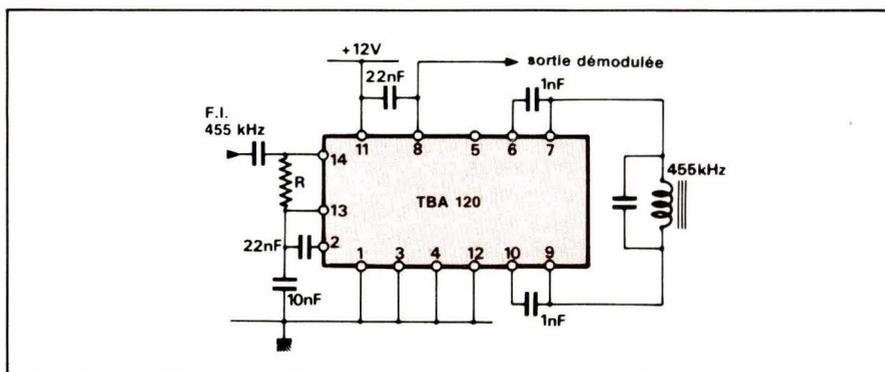


Fig. 25. — Démodulateur à coïncidence utilisant le circuit TBA 120.

d) Discriminateur de Weiss : discriminateur de Foster-Seeley modifié, l'injection de la tension primaire ne se faisant plus par une prise médiane sur l'enroulement secondaire mais par un point milieu sur sa capacité d'accord, réalisée par mise en série de deux capacités égales (voir fig. 23).

e) Discriminateur à comptage d'impulsions : Le signal modulé en fréquence est mis en forme (limitation d'amplitude) puis commande un circuit monostable de période fixe. L'intégration du signal obtenu (impulsions de durée fixes, à une fréquence qui est celle du signal incident) fournit une tension moyenne proportionnelle à la fréquence. Ce circuit présente l'avantage d'une très grande linéarité, même pour des excursions de fréquence importantes.

f) Détection multiplicative : On utilise encore le décalage de phase de 90° qui existe entre deux circuits accordés sur la fréquence centrale et couplés. Ces deux tensions attaquent les deux entrées d'un circuit multiplieur. Des tubes spéciaux tels le 6BN6 (tube à faisceau déclenché) avaient été développés pour cet usage (voir fig. 24).

Les versions modernes utilisent des semi-conducteurs ou des circuits intégrés spécialisés tels le TBA120A ou SO41P, le TAA570, baptisés détecteurs à coïncidence (voir fig. 25).

g) La boucle à verrouillage de phase ou P.L.L. : Un V.C.O. est maintenu en phase avec le signal modulé en fréquence grâce à une boucle d'asservissement : un comparateur de phase suivi d'un filtre passe-bas fournit à tout moment au V.C.O. une tension d'erreur lui permettant de « poursuivre » le signal incident (fig. 26).

Ces circuits sont très performants et possèdent intrinsèquement d'excellentes caractéristiques de limitation.

Bibliographie

- A. HUNT : « Frequency Modulation ». Mc Graw Hill New York.
- R.S.G.B. : VHF/UHF Manual. R.A. Staton, BSc.
- R.S.G.B. : Radiocommunication, Handbook, R.S.G.B. London.
- A.R.R.L. : The radio amateur's VHF manual A.R.R.L. Newington Connecticut.

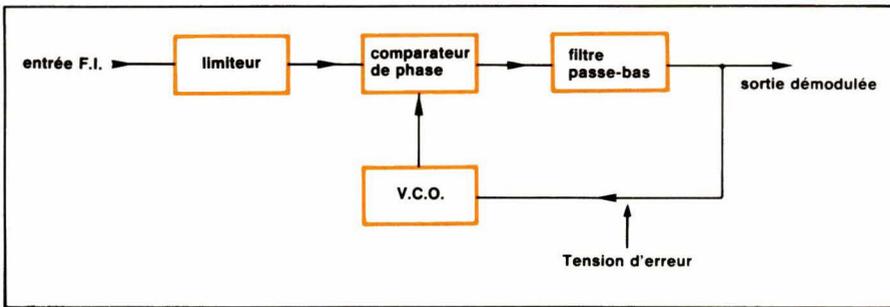


Fig. 26. — Une boucle à verrouillage de phase.

Conclusion

Nous nous sommes efforcés de faire un tour d'horizon aussi complet que possible de la modulation de

fréquence. On retiendra essentiellement que la F.M. a une bien meilleure immunité au bruit que l'A.M. et qu'elle permet donc en particulier des transmissions musicales à forte

dynamique, que sa mise en œuvre à l'émission est simple et qu'à la limite, même si l'excursion de fréquence est faible, elle offre au moins 4 dB de mieux que la modulation d'amplitude qui occuperait le même spectre.

On comprend donc pourquoi elle a été retenue pour la radiodiffusion de qualité et pourquoi professionnels, amateurs, « C.Bistes » l'utilisent sur leurs réseaux.

Daniel Heyden

Annexe : justifications mathématiques

La modulation d'amplitude

● soit le signal H.F. (la porteuse)

$$a = A \cos \omega_a t \text{ avec } F = \omega_a / 2\pi$$

à moduler **en amplitude** par le signal B.F.

$$b = B \cos \omega_b t \text{ avec } f = \omega_b / 2\pi.$$

● soit $M = \frac{B}{A}$ = taux de modulation

● On a donc :

$$V_m = A \cos \omega_a t + M.A \cos \omega_a t \cdot \cos \omega_b t$$

avec V_m = amplitude instantanée du signal modulé et M = taux de modulation.

Or, on sait que :

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} \cos (a - b) + \frac{1}{2} \cos (a + b)$$

donc :

$$V_m = \underbrace{A \cos \omega_a t}_I + \underbrace{\frac{B}{2} \cos (\omega_a - \omega_b) t}_II + \underbrace{\frac{B}{2} \cos (\omega_a + \omega_b) t}_III$$

relation 1

expression dans laquelle le terme I représente la porteuse et les termes II et III respectivement les bandes latérales inférieures et supérieures.

La modulation de phase

● soit la porteuse haute fréquence

$$a = A \cos (\omega_a t + \varphi_0) \text{ avec } F = \omega_a / 2\pi$$

à moduler en phase par le signal B.F.

$$b = B \cos \omega_b t \text{ avec } f = \omega_b / 2\pi$$

L'angle de phase devant varier au rythme de la modulation on peut écrire $\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi \cos \omega_b t$

où $\Delta\varphi$, **excursion de phase est fonction de B**. Par simplification, on néglige la phase à l'origine φ_0 et l'on peut donc écrire

$$V_m = A \cos (\omega_a t + \Delta\varphi \cos \omega_b t) \quad \text{relation 2}$$

La modulation de fréquence

$a = A \cos \omega_a t$ est l'équation de la porteuse H.F.

$b = B \cos \omega_b t$ est le signal de modulation.

ω_a , pulsation, doit varier au rythme de la modulation. Ses variations sont de la forme :

$$\omega_a + \Delta\omega \cos \omega_b t$$

où $\Delta\omega$ est fonction de B.

Variations élémentaires dont il faut trouver la primitive pour remplacer ω_a dans l'équation de la porteuse pure et obtenir l'équation du signal modulé

$$\int (\omega_a + \Delta\omega \cos \omega_b t) dt$$

qui se calcule en sachant que :

$$\int \cos ax \cdot dx = \frac{1}{a} \sin ax.$$

On obtient :

$$\int (\omega_a + \Delta\omega \cos \omega_b t) = \omega_a t + \frac{\Delta\omega}{\omega_b} \sin \omega_b t$$

que l'on reporte dans l'équation de la porteuse qui devient :

$$V_m = A \cos (\omega_a t + \frac{\Delta\omega}{\omega_b} \sin \omega_b t) \quad \text{relation 3}$$

Conclusion

En comparant les relations 2 et 3 on peut poser :

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega_b} = \text{indice de modulation}$$

et :

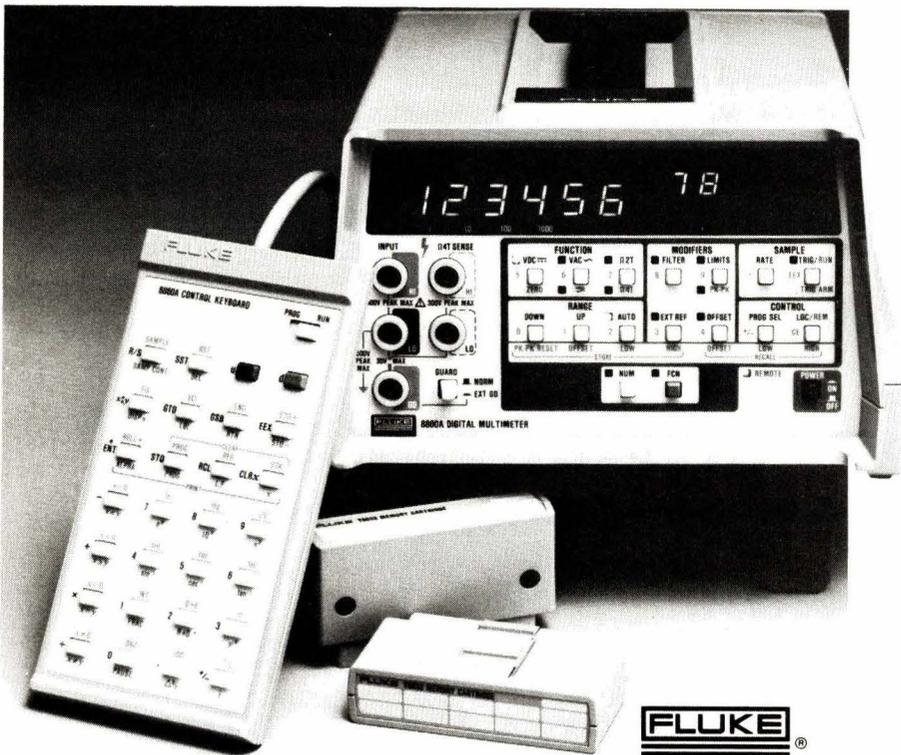
$$\Delta F = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \text{excursion de fréquence}$$

et conclure que :

– En modulation de phase, l'excursion de phase est proportionnelle seulement à l'amplitude de modulation, tandis que l'excursion de fréquence résultante est proportionnelle à l'amplitude et à la fréquence de modulation.

– En modulation de fréquence, l'excursion de fréquence ne dépend que de l'amplitude de modulation tandis que l'excursion de phase qui l'accompagne est inversement proportionnelle à la fréquence de modulation.

Et si...



...nous additionnons un calculateur puissant et la capacité de programmer en IEEE, toutes les fonctions d'un multimètre complet 5 1/2 digits ? Alors vous avez le 8860A.

Pour le laboratoire, le 8860A est non seulement un multimètre de précision (0,01 % sur 1 an) mais aussi, en option, un calculateur similaire à un PRN programmable. Ce calculateur vous permet de développer une multitude de programmes pour des applications spécifiques. Ces programmes peuvent être stockés dans une mémoire non volatile.

Si vous avez besoin d'utiliser le 8860A dans un système piloté en IEEE, une interface en option vous permet de programmer totalement le multimètre.

Quelle que soit votre application d'aujourd'hui, le nouveau 8860A a déjà les capacités dont vous aurez besoin demain.

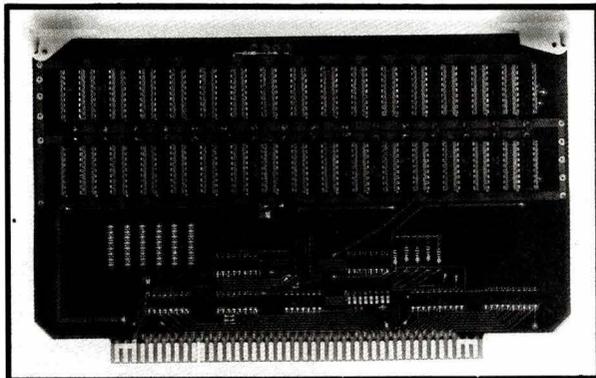
AMB ELECTRONIQUE

606, rue Fourny - ZI Centre - B.P. 31
78530 Buc - Tél. 956 81 31

SERVICE-LECTEURS N° 195

CARTE MEMOIRE STATIQUE

Compatible au bus
Exorciser® MOTOROLA



- Capacité 16 K octets en 2 blocs de 8 K octets validables séparément.
- Temps d'accès 200 ns, horloge jusqu'à 2 MHz.
- Décodage par microswitch.

PRIX EXCEPTIONNEL : 3 950,00 F HT

ST **TOUTELECTRIC**
DÉPARTEMENT ELECTRONIQUE
15, Bd Bonrepos - BP 406
31008 TOULOUSE CEDEX
TEL (61) 62 11 33 TELEX 531501 F

Bon à découper
Demande de documentation à retourner à :
DÉPARTEMENT ELECTRONIQUE

15, Bd Bonrepos - BP 406 - 31008 - TOULOUSE CEDEX

Nom : Fonction :
Société ou Organisme :
Rue : N° : Tél. :
Ville : Code Postal :

SERVICE-LECTEURS N° 196

PAGE 80 - ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 17

ÉDITIONS TECHNIP

VIENT DE PARAÎTRE

THÉORIE ET PRATIQUE DU LANGAGE PASCAL

J.-L. NEBUT



dans la collection
langages et algorithmes
de l'informatique
sous la direction de
Jean VIGNES

Cet ouvrage est à la fois un ouvrage de référence et un ouvrage didactique pour tous ceux qui veulent apprendre à programmer en PASCAL, langage spécifique des microordinateurs. Une cinquantaine de programmes et de sous-programmes servent à illustrer les concepts du langage. Des exercices sont proposés après chaque chapitre et leurs corrigés à la fin du livre.

1980, 1 vol., broché, 17 x 24, 288 p. 125 F

Déjà parus dans la même collection

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA PROGRAMMATION COBOL

J. Vignes, C. Courty-Lajeunesse et C. Debost-Bentz
1 vol., broché, 18 x 24, 416 p., 30 fig., 93 tabl., 118 F

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA PROGRAMMATION FORTRAN

J. Vignes et M. La Porte
1 vol., broché, 18 x 24, 220 p., 20 tabl., 1 dépl., 72 F

ORDINATEUR CDC 3600. LE LANGAGE COMPASS ET LE SYSTÈME

M. Gineste, G. Guiho, C. Prost et J. Vignes
1 vol., broché, 18 x 24, 196 p., 54 F

LE LANGAGE APL

B. Robinet
1 vol., broché, 18 x 24, 264 p., 32 fig., 6 tables, 100 F

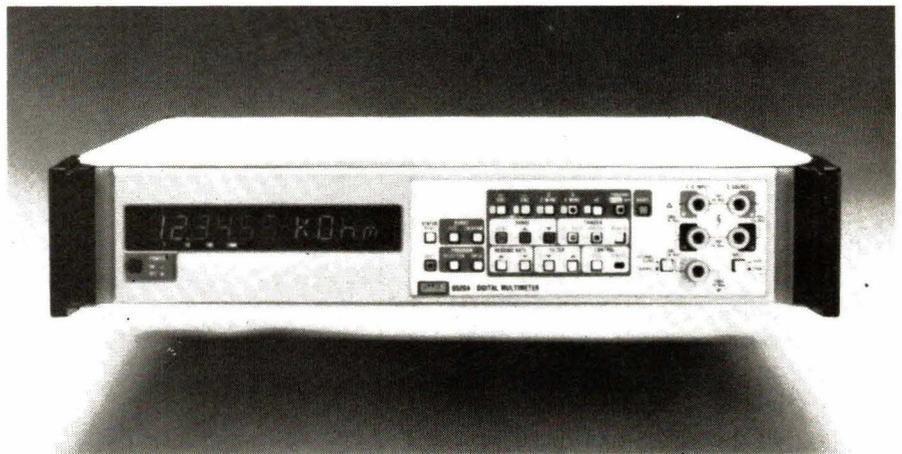
Les prix indiqués
sont ceux,
en vigueur,
à notre librairie.

ÉDITIONS TECHNIP, 27 RUE GINOUX, 75737 PARIS CEDEX 15, FRANCE
TÉL. : (1) 577.11.08

SERVICE-LECTEURS N° 197

Depuis deux ou trois ans, nous voyons apparaître sur le marché, des multimètres à microprocesseur de hautes performances qui, outre toutes leurs fonctions (très précises) permettent à l'utilisateur d'effectuer des traitements de signaux grâce à divers programmes mathématiques. Cependant, la mémorisation automatique des mesures effectuées et les programmes mathématiques complexes étaient jusqu'à présent le privilège des systèmes automatiques commandés par ordinateur, ce dernier accumulant dans sa mémoire les données du multimètre (pour autant que celles-ci soient transformées en codes acceptables par ce ordinateur tels que RS232 ou IEEE488-1975) afin de les rappeler et/ou les traiter ultérieurement grâce à des programmes mathématiques.

Applications avec 14 programmes mathématiques et une mémorisation des mesures dans un multimètre de haute précision à microprocesseur



Pour de nombreuses applications, il est indispensable de mémoriser et éventuellement traiter un certain nombre de mesures, même si celles-ci doivent être réalisées rapidement et avec une excellente précision. Jusqu'à ce jour, ces trois derniers paramètres n'étaient pas toujours conciliables, mais à présent avec le tout récent multimètre à microprocesseur 8520A de FLUKE, nous allons voir que « tout est faisable ».

Ce nouveau multimètre de précision 5 1/2 digits ou 6 1/2 digits dispose en standard, de cinq fonctions, 14 programmes mathématiques dont 7 en option (parmi les-

quels, statistiques, $\Delta\%$, limites, offset, mesures de températures mini-maxi, test complet logique et analogique, zéro, efficace vrai à 0,01 Hz, dB et relatifs, etc.) et 64 sous programmes comme, par exemple, pour la mémorisation des limites programmables manuellement ; affichage du dépassement des limites mini-maxi, affichage du nombre total de mesures effectuées et du nombre de mesures à l'intérieur et à l'extérieur des limites hautes et basses.

De plus, ce multimètre présente une caractéristique importante, sa mémoire « BURST » qui permet de stocker dans une mémoire indépendante incorporée dans l'appareil, 400 mesures complètes, quelle que soit la fonction utilisée et surtout, quelle que soit la vitesse de mesure qui peut varier en utilisation manuelle de 200 mes./sec. en 5 1/2 digits à 1 mes./H. et 500 mes./sec. en 4 1/2 digits par le biais de l'interface IEEE-488-1975 également incorporée à l'appareil en version standard.

Le présent article n'a pas pour but de développer les nombreuses possibilités du 8520A ; nous nous bornerons, dans ce qui suit, au principe de fonctionnement et aux applications de la mémoire « BURST » et des 14 programmes mathématiques. Ces applications font souvent appel à un ou plusieurs des programmes dont est doté ce multimètre 5 1/2 digits. L'encadré du tableau 1 mentionne brièvement les 14 principaux programmes du 8520A que nous examinerons en détail.

La mémoire « BURST »

La mémoire « BURST » peut être exploitée dans les quatre configurations ci-après. En standard, 50 lectures peuvent être mémorisées. Cependant, avec la seule option livrable avec l'appareil (réf. 010), cette capacité mémoire peut être étendue à 400 lectures et cette même option offre à l'utilisateur 7 programmes mathématiques complémentaires soit au total 14 programmes. C'est le 8520A avec option 010 que nous allons étudier.

En mémorisation automatique

Sans précautions particulières et quels que soient le mode de fonctionnement et la fonction sélectionnée, l'opérateur est assuré que les 400 dernières lectures effectuées sont mémorisées, cela sans qu'il soit obligé de le commander.

Ainsi, comme le montre la **figure 1-a**, la capacité de la mémoire « BURST » (qui peut être variable et programmable manuellement de 1 à 400) est de 400 lectures qui sont stockées automatiquement.

Ce mode de mise en mémoire offre à l'utilisateur la possibilité de

rappeler à volonté les dernières lectures effectuées aux fins de comparaison.

Cette faculté lui évitera, dans bien des cas, de « refaire » des mesures qui demandent une mise en œuvre importante.

Mémorisation de 400 lectures après déclenchement de la mesure

L'exemple b de la **figure 1** montre que 400 lectures sont mémori-

sées après le déclenchement qui peut être manuel (par l'opérateur) ou par un signal logique (+ ou -) d'origine extérieure injecté à l'arrière du 8520A.

Dans ce mode de fonctionnement, il peut être mémorisé n lectures et seulement n lectures, cela à une vitesse programmable manuellement, comprise entre 200 lect./sec. et 1 lecture par heure. Ainsi, prenons l'exemple qui consiste à mesurer la variation de la valeur résistive d'une thermistance en fonction de la température comme illustré dans la **figure 2**. Si nous supposons que la variation de température s'effectue en 3 minutes et que l'utilisateur souhaite mémoriser un maximum de mesures afin d'obtenir une bonne définition de la courbe de la **figure 2**, il pourra programmer 360 lect. à mémoriser en 3 minutes soit 2 lectures à la seconde, les 360 lectures effectuées, l'appareil arrête automatiquement ses mesures et il est possible de rappeler manuellement ou sur une imprimante toutes les valeurs mémorisées.

Il en est de même pour connaître et enregistrer sur imprimante graphique la courbe de réponse d'un filtre en fonction de la fréquence, etc.

Notons également que, dans ce mode de mémorisation, nous pouvons enregistrer la stabilité d'une source quelconque sur un temps très long. En effet, du fait de la stabilité même du 8520A et de sa possibilité de mémoriser 1 lecture toutes les heures, c'est sur 400 heures que peut être enregistrée cette stabilité.

Cette possibilité, illustrée **figure 1-c**, montre que n lectures peuvent être mémorisées après déclenchement (300 dans l'exemple) et n autres gardées en mémoire avant le déclenchement (100 dans l'exemple), le total des lectures mé-

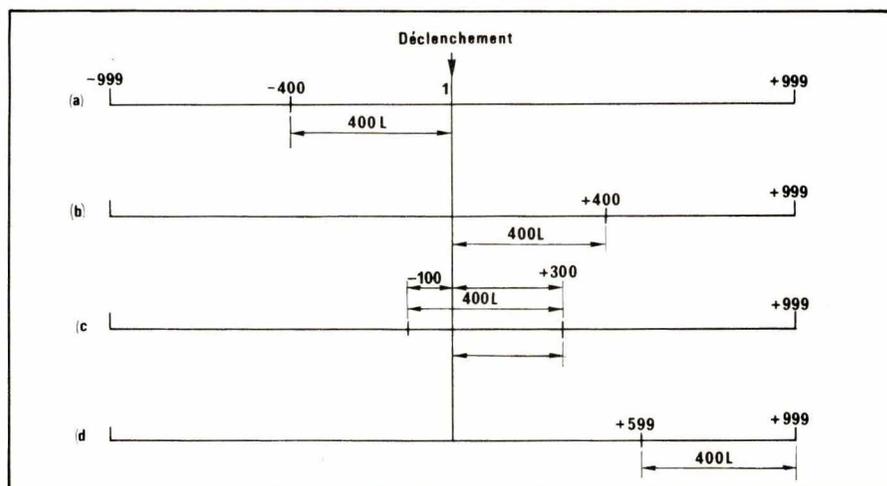


Fig. 1. — a) Sans dimension mémoire ; b) Dimension mémoire = 400 ; c) Dimension mémoire = 300 ; d) Dimension mémoire = 999.

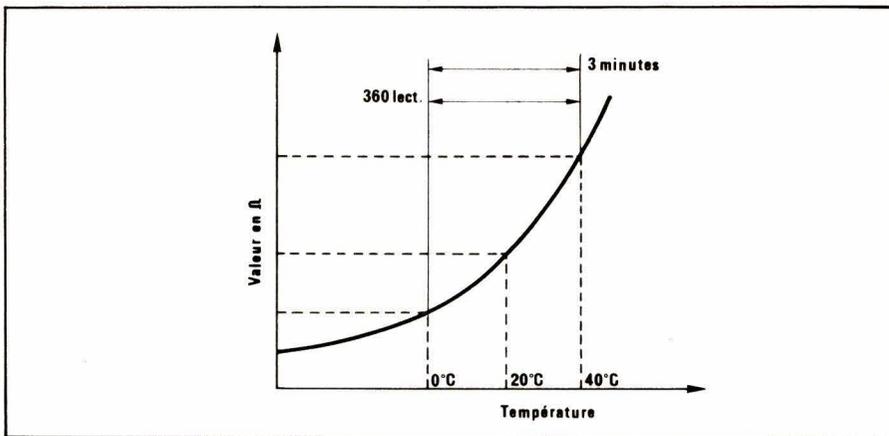


Fig. 2. — Mémorisation de n lectures (au choix) avant et après déclenchement de la mesure.

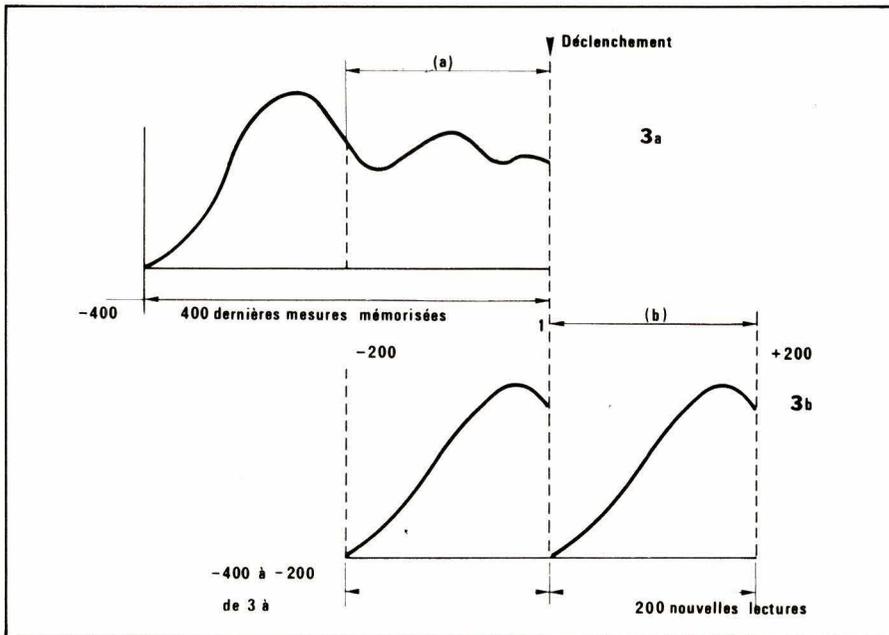


Fig. 3. — La partie (a) de la figure 3a a été effacée au bénéfice de la partie (b) de la figure 3b sans effacer les 200 dernières lectures mémorisées en 3a.

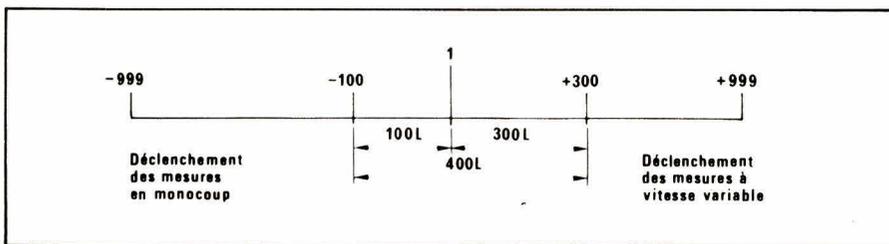


Fig. 4.

morisées ne pouvant dépasser 400. Ainsi, l'utilisateur qui a précédemment mémorisé 400 lectures peut à nouveau stocker 278 autres lectures tout en gardant les 122 dernières mémorisées.

En effet, pour bien des applications, certaines mesures doivent être gardées en mémoire et d'autres mesures doivent être à nouveau réalisées. Ce mode de fonctionnement le permet, comme le montre l'exemple d'application illustré dans la figure 3 qui consiste à supprimer une partie des lectures stockées dans la mémoire pour les remplacer par de nouvelles, ce qui permet entre autres de

faire des relevés de mesures comparatifs entre deux phénomènes.

Dans les divers modes de fonctionnement avec (ou sans) la mémoire « BURST », les 4 modes de déclenchement du 8520A sont très importants et notamment pour des applications utilisant le mode de mémorisation de la figure 3. En effet, outre le déclenchement automatique, trois autres possibilités de déclenchement sont utilisables :

- déclenchement manuel

a) en monocoup (1 mesure par déclenchement).

b) pour n mesures (1 à 1 000 avec n mesures par déclenchement).

- Déclenchement seulement par un signal d'origine extérieure (par l'intermédiaire d'une prise B.N.C. à l'arrière du 8520A) qui permet de synchroniser la mesure avec le signal à mesurer, ou de stopper les mesures en cours selon le besoin.

- Déclenchement manuel ou par signal d'origine extérieure (l'un ou l'autre).

Compte tenu de ces divers modes de déclenchement, de multiples combinaisons de mise en mémoire des lectures peuvent être exploitées. Ainsi, comme le montre la figure 4, des mémorisations de lectures sont réalisables en monocoup en pré-déclenchement manuel ou par signal extérieur (localisation entre - 1 et - 999 avec dimension mémoire comprise entre - 1 et - 999).

Ce déclenchement en monocoup permet, par exemple, d'utiliser le 8520A dans un système de contrôle automatique dans lequel des défauts aléatoires doivent être mesurés (dépassements, alarmes, etc.). En effet, si, dans le système, une anomalie telle qu'une surtension se présente, un circuit de détecteur de seuil permet le déclenchement de la mesure sur le 8520A qui mettra en mémoire la valeur de la ou des surtensions et cela à chaque anomalie. Bien entendu, dans ce mode de déclenchement, l'utilisateur peut manuellement commander la mise en mémoire d'une quelconque mesure cela quelle que soit la fonction, il peut même changer de fonction à volonté.

Mémorisation de 400 lectures avec localisation

Les lectures à mémoriser peuvent être localisées dans une fenêtre de + 999 lectures. Dans le cas de la figure 1-d, la dimension de la mémoire « BURST » est fixée à 999 : c'est-à-dire que le 8520A va effectuer 999 lectures en mémorisant les 400 dernières. Cette dernière possibilité permet à l'opérateur de choisir à partir de quelle mesure ou à quel moment la mémorisation peut être commencée.

Ce mode de mémorisation est particulièrement utile puisqu'il permet de retarder la mémorisation des valeurs du phénomène à mémoriser.

Le choix de l'une ou l'autre de ces possibilités de mémorisation est extrêmement simple, puisqu'il suffit à l'opérateur de programmer manuellement à partir du panneau avant de

en standard	}	1 = programmes de tests automatiques logiques et analogiques.
		2 = programmes de zéro en V^- et Ω
		3 = programme X-REF (ratio). ($V = \div V =$, $V = \div V \sim$, $V = \div \Omega$, $V = \div S$.)
		4 = programmes offset (O) + facteur d'échelle (S) + rapport (R). soit : $x = \frac{(M - O) \cdot S}{R}$
		avec M = Mesure.
en option	}	5 = programme Δ % (affichage direct du %)
		6 = programmes Peak (crête)
		7 = programmes limites
		8 = programmes statistiques :
		● nombre de lecture
		● moyenne des lectures
		● déviation standard
● variance des lectures		
● somme des lectures		
● somme des carrés des lectures		
● somme des différences, etc.		
9 = programmes R.M.S. utilisable en dessous de en T.B.F. 10 Hz		
10 = programmes dB avec :		
● tension de référence		
● résistance d'entrée		
● résistance de charge		
● puissance de référence		
11 à 14 = programmes de mesures de températures.		

Tableau 1. – Les 14 principaux programmes du 8520 A-01

l'appareil, la dimension en nombre de lectures (de 1 à 400) qu'il souhaite. Chaque lecture mémorisée peut être rappelée manuellement une par une (par exemple la 347^e lecture) ou par défilement séquentiel à une vitesse quelconque. Si l'appareil est couplée un contrôleur par l'interface IEEE, les rappels peuvent être automatiques dans un ordre indifférent.

Applications des programmes mathématiques

● Programme de test logique et analogique qui est le **programme n° 1** est bien entendu, utilisé pour s'assurer que tous les circuits logiques et analogiques de l'appareil fonctionnent correctement (y compris les commandes de face avant et les LED). Des messages d'erreurs avertissent l'utilisateur en cas de défauts aussi bien au niveau des bus que pour le gain des amplificateurs continus et alternatifs. En effet, ce programme regroupe, en fait, plusieurs sous-programmes de tests.

● **Le deuxième programme** du 8520A permet la mémorisation de zéros sur les fonctions V. continus et résistances en 2 ou 4 fils. Ce programme est très souvent utilisé pour éliminer des composantes parasites. Ainsi, par exemple, sur la fonction V continu utilisée pour mesurer des contraintes à l'aide de jauges, des zéros arbitraires peuvent être mémorisés à tous moments par simple appel du programme. Sur la fonction

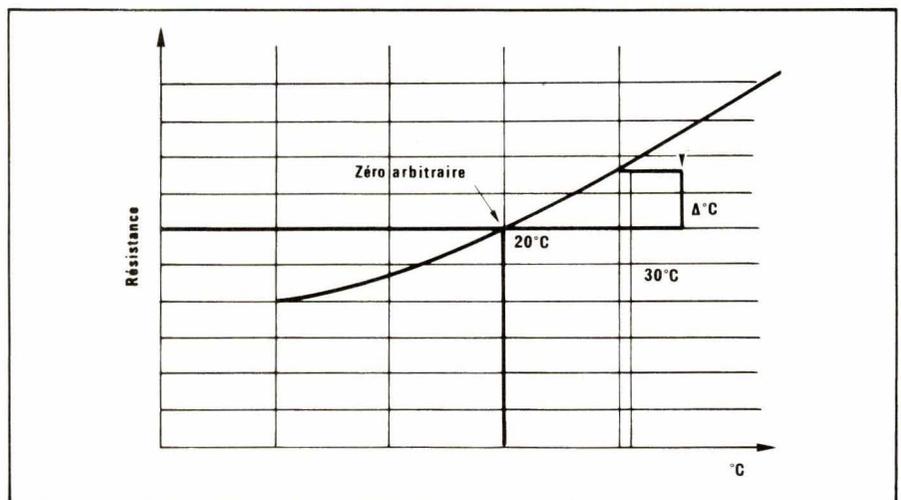


Fig. 5. – Exemple d'affichage d'un Δ en utilisant le programme zéro.

Ω et notamment, pour de faibles valeurs résistives, des mesures précises peuvent être effectuées en 2 fils, en mémorisant la valeur ohmique des cordons de mesure ou encore des mesures de $\Delta \Omega$ dans le temps et/ou en fonction de la température peuvent être directement affichées puis mémorisées. Ainsi, il est très aisé comme le montre la **figure 5** de tracer la courbe de l'évolution en valeur résistive d'une thermistance en fonction d'une plage de température, compte tenu, du fait, que toutes les valeurs mesurées sont mémorisées par le 8520A.

Une autre application d'utilisation du programme de zéro consiste à mémoriser et comparer des Δ de tensions ou résistances mesurés dans un espace de temps qui peut être sélectionné par l'utilisateur. De cette façon, des écarts de linéarité peuvent être effectués sans opérations longues et fastidieuses.

Il est à noter que ce programme de zéro peut être rentré simultanément et indépendamment pour les deux fonctions tensions continues et résistances 2 ou 4 fils ou ns.

● **Le programme 3**, lorsqu'il est utilisé, calcule le rapport entre la valeur d'entrée d'un 8520A (quelle que soit la fonction utilisée) et une référence de tension continue appliquée à l'arrière de l'appareil.

Pour ce programme, si la tension continue injectée à l'arrière de l'appareil est trop faible ou trop élevée, l'affichage indique automatiquement un message d'erreur. En outre, grâce à trois sous-programmes que l'utilisateur peut appeler à tous instants, l'affichage peut délivrer :

- la différence de tensions entre les entrées haute et basse,
- la valeur haute } de la référence
- la valeur basse } extérieure

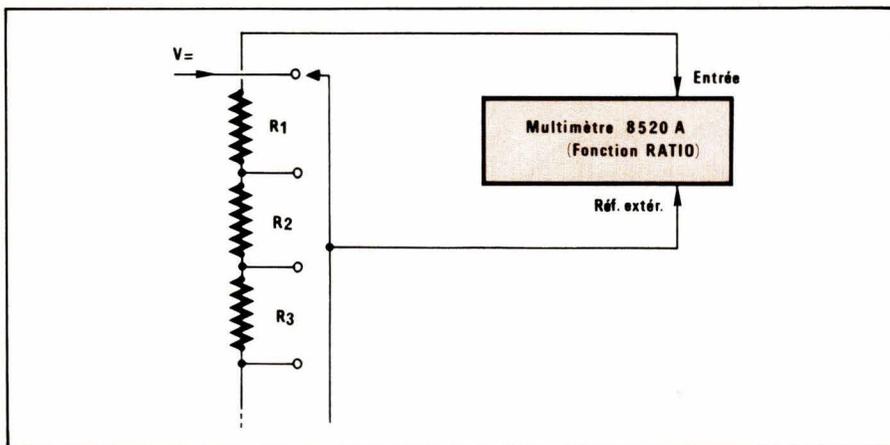


Fig. 6a. — Mesure de rapports d'un diviseur résistif.

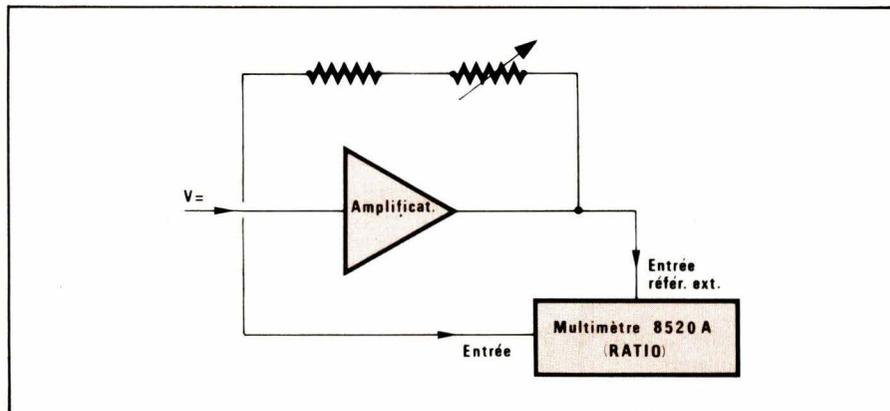


Fig. 6b. — Mesure directe du gain d'un amplificateur.

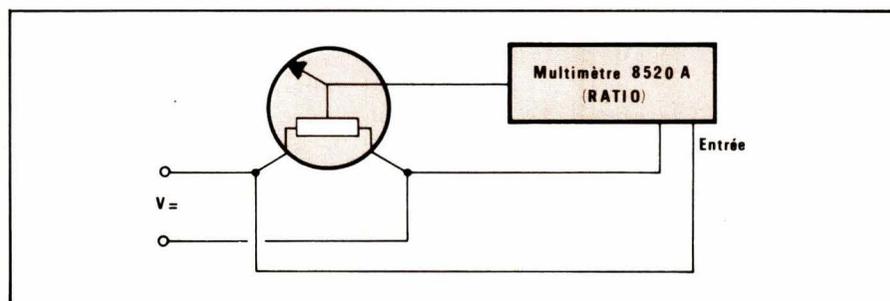


Fig. 6c. — Etalonnage de potentiomètres.

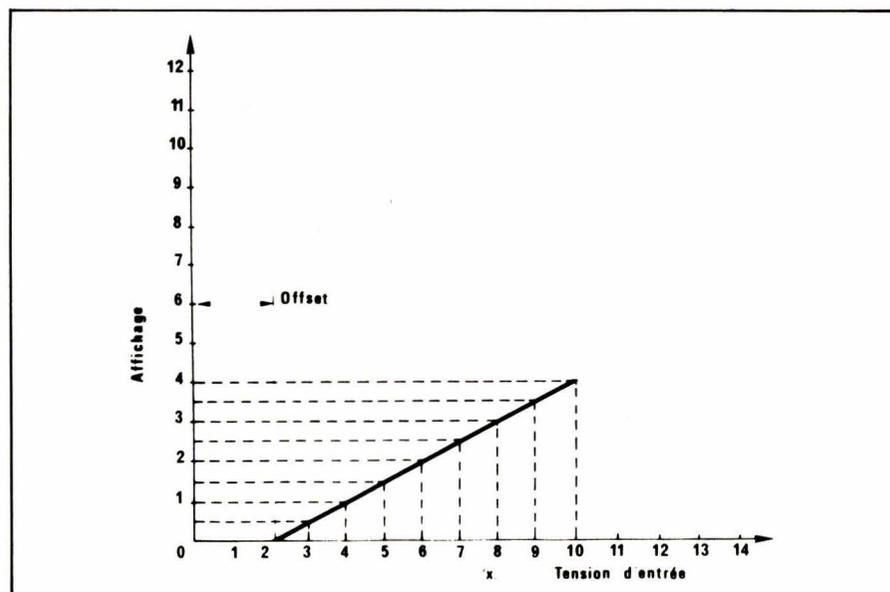


Fig. 7.

Une telle fonction permet entre autres des mesures précises de gain d'amplificateurs continus, ou convertisseurs AC/DC des mesures de rapports de diviseurs résistifs ou encore des mesures sur des potentiomètres afin d'étalonner le rapport de résistance en fonction de la position angulaire de l'axe. Ces exemples sont illustrés dans les figures 6a, b et c.

● Le programme 4 regroupe en fait trois programmes : Offset, Facteur d'échelle et Rapport, chacun des paramètres pouvant être entré numériquement (grâce au clavier alphanumérique de la face avant) ou analogiquement à l'aide d'un paramètre d'entrée quelconque.

Lorsque le programme est utilisé, l'affichage du multimètre donne :

Affichage =

$$\frac{(\text{entrée} - \text{l'offset}) \text{ facteur d'échelle}}{\text{RAPPORT}}$$

Ainsi, si la valeur appliquée à l'entrée du 8520A est de + 15 V que l'offset est de - 5, que le facteur d'échelle est 2 et enfin que le rapport de l'ensemble est 4, nous avons :

$$\text{Affichage} = \frac{(+ 15 - 5) 2}{4} = 50 \text{ 000}$$

Compte tenu du fait que les trois paramètres Offset, Facteur d'échelle et Rapport peuvent être entrés en mémoire indépendamment et qu'un seul de ces trois paramètres peut être exploité, nous pouvons obtenir au niveau de l'affichage :

– Une multiplication par une constante (de 1 à 6 chiffres) en programmant un offset de 0 et un rapport de 1, soit :

$$\text{Affichage} = \frac{(x - 0) y}{1}$$

y étant le facteur multiplicateur.

– Une division par une constante avec offset = 0, facteur d'échelle = 1 le rapport étant le diviseur, soit :

$$\frac{(x - 0) 1}{y}$$

– Une addition ou soustraction avec l'offset, soit :

$$\frac{(x + \text{offset}) 1}{1}$$

– Et bien sur l'opération

$$x = \frac{y}{z}$$

x étant la valeur d'entrée ± l'offset.

Du fait que les trois données citées ci-dessus sont fixes, lorsqu'elles sont entrées en mémoire et que la seule variable est la tension d'entrée, nous obtenons des droites dont la pente est fonction du rapport et la position fonction de l'offset.

Ainsi, pour un programme combiné où l'offset programmé est de -2, le facteur d'échelle de 2 et le rapport de 4, nous obtenons la courbe de la **figure 7** si nous appliquons à l'entrée du 8520A des tensions positives de 0 V à 10 V.

● **Le programme 5** calcule et affiche directement la différence en pourcentage entre une valeur inconnue à l'entrée du 8520A et une valeur nominale pré-programmée ainsi l'affichage donne la valeur selon le calcul ci-dessous :

$$\frac{100 (\text{valeur mesurée} - \text{valeur nominale})}{\text{Valeur nominale}}$$

Ce programme est particulièrement utile pour le tri ou le contrôle d'entrée de composants ou de produits finis. Ainsi, si une série de résistances ayant une valeur de 220 Ω spécifiée avec une précision de 0,1 % doit être testée, il suffit d'entrer dans la mémoire du 8520A la valeur nominale de 220 et d'appeler le programme 5, l'affichage indiquera directement le Δ % par rapport à cette valeur.

Compte tenu des autres programmes que nous allons étudier, le tri de composants tel celui ci-dessus peut être complété simultanément avec les programmes statistiques, crête ou limites.

Du fait que ce programme 5 peut être utilisé avec l'une quelconque des fonctions de l'appareil, le nombre d'applications pour lequel il peut être exploité est très important d'autant que les valeurs de Δ % affichées peuvent comme nous l'avons vu être mémorisées (jusqu'à concurrence de 400).

● **programme 6** mesure et mémorise les valeurs les plus hautes et les plus basses lues par le 8520A. De plus, dans ce mode, un calcul algébrique donne à l'utilisateur la valeur crête-à-crête maximale.

Ces valeurs mémorisées, il est possible à chaque instant de les rappeler grâce à trois sous-programmes.

Comme pour les autres programmes, le programme 6 peut être utilisé avec toutes les fonctions de l'appareil y compris la mémoire BURST. En outre, deux autres pro-

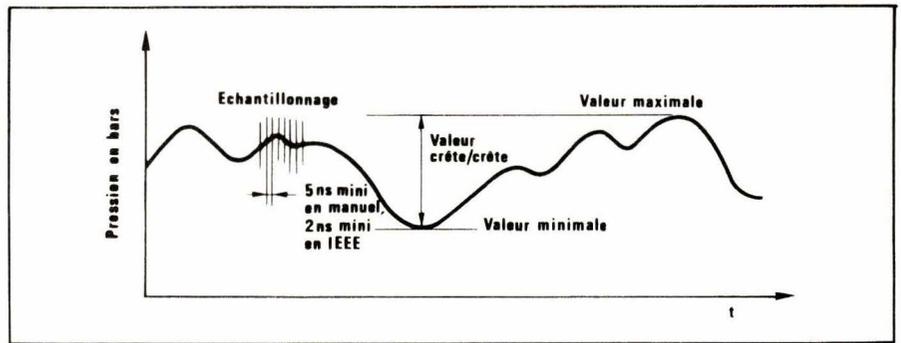


Fig. 8. — Mémorisation des valeurs crête et crête-crête avec le programme 6.

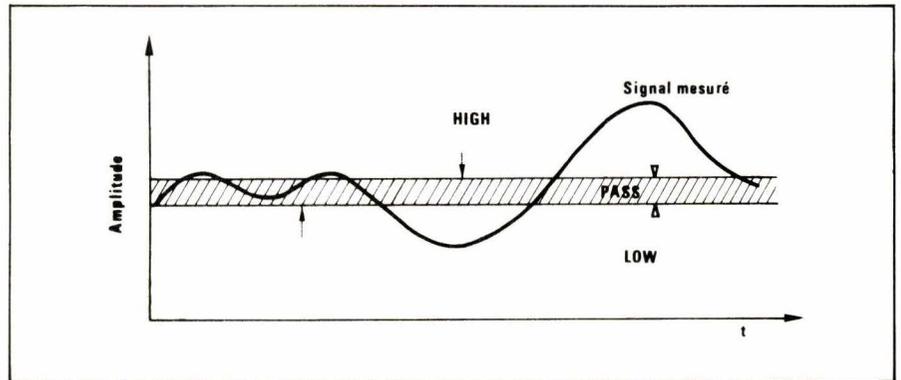


Fig. 9. — Exemple d'utilisation du programme 7.

grammes (au choix) peuvent être utilisés simultanément.

La **figure 8** illustre une application en utilisant ce programme qui consiste à mémoriser les valeurs mini et maxi de l'évolution d'un signal issu d'un capteur de pression.

● **Avec le programme 7**, chaque lecture est comparée à des valeurs nominales programmées (manuellement ou par BUS IEEE) et stockées en mémoire qui représentent des limites mini et maxi.

Ce programme regroupe 6 sous-programmes qui permettent :

- 1° de programmer la limite haute,
- 2° de programmer la limite basse,
- 3° de connaître après les mesures, le nombre de lectures au-dessus de la limite haute pré-programmée,
- 4° de connaître après les mesures, le nombre de lectures au-dessous de la limite basse pré-programmée,
- 5° de connaître après les mesures, le nombre de lectures dans la fourchette des limites pré-programmées,
- 6° de connaître le nombre total de lectures effectuées.

En utilisant le programme limites, les indications HIGH, LOW, PASS pour l'affichage du 8520A permettent à l'opérateur de savoir si la valeur mesurée est respectivement >, < ou à l'intérieur des limites pré-programmées.

La **figure 9** illustre une application avec le programme limites.

Une autre application avec le programme limites et grâce à l'utilisation de deux autres programmes (5 Δ %) et (6 crête) consiste à effectuer des mesures sur des signaux transitoires. Ainsi, si nous prenons le schéma de la **figure 10**, nous pouvons mesurer le temps de montée du signal entre 10 et 90 % en effectuant :

$$\text{Nbre de points} \cdot \frac{1}{\text{vitesse de mesure}}$$

avec :

- A) 10 % et 90 % déterminé par le programme Δ %.
- B) Nombre de lecture entre 10 % et 90 % déterminé par le programme limites.
- C) Dépassements donnés par le programme crête.

● **Le programme 8** dit programme statistique calcule la variance et la déviation standard d'une série de lectures.

La **figure 11** montre les différents calculs effectués par le multimètre en fonction des sous-programmes qui peuvent être rappelés à tous instants.

Il faut noter que ce programme peut être utilisé après que les lectures aient été stockées dans la mémoire qui, rappelons-le, peut contenir jusqu'à 400 lectures.

Le calcul statistique trouve ses

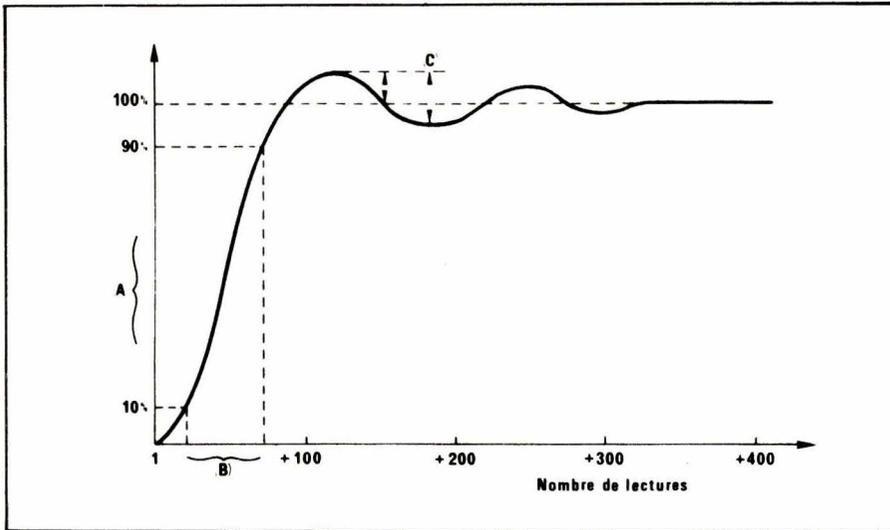


Fig. 10. — Analyse de signaux transitoires avec les programmes 5, 6 et 7.

Entrée	l
Nombre d'entrées (lectures)	n
Moyenne	$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n l_i$
Déviatoin standard	$\sqrt{\sigma^2}$
Variance	$\frac{1}{n-1} \left\{ \sum_{i=1}^n (l_i - b)^2 - \frac{1}{n} \left[\sum_{i=1}^n (l_i - b) \right]^2 \right\}$
Somme des entrées	$\sum_{i=1}^n l_i$
Somme des carrés	$\sum_{i=1}^n (l_i - b)^2$
Première entrée (1) après initialisation	b
Différence entre les entrées	$l - b$
Somme des différences	$\sum_{i=1}^n (l_i - b)$

Fig. 11. — Programmes statistiques avec le 8520 A.

applications dans de nombreux domaines allant du contrôle des composants actifs ou passifs à l'étude ou à la recherche.

● **Le programme 9** est également un programme d'une grande importance puisqu'il permet de réaliser des mesures en valeurs vraies de signaux de très basses fréquences jusqu'à 10 Hz (typiquement 0,1 Hz à 10 Hz) cela avec une très bonne précision (> 1 %).

Dans cette fonction, la vitesse de mesure peut atteindre 20 lectures

par seconde en direct, mais en utilisant la mémoire Burst, 400 lectures peuvent être effectuées beaucoup plus rapidement puis ensuite traitées par ce programme qui calcule la valeur efficace vraie comme suit :

$$\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n L_i^2}$$

avec :

$$\sum_{i=1}^n L_i^2 = \text{somme des carrés}$$

n = nombre de lectures

Ces deux derniers paramètres pouvant être rappelés par l'utilisateur grâce à deux sous-programmes.

et l = entrée (lecture).

Pour la mesure des valeurs efficaces vraies et pour des fréquences pouvant atteindre 1 MHz et plus, il n'est pas nécessaire d'utiliser de programme mathématique. En effet, sur la fonction $V \sim$ du 8520 A, cette mesure est automatiquement effectuée, l'opérateur doit seulement demander au multimètre s'il veut réaliser des mesures en AC seulement ou en AC + DC soit dans ce cas à tenir compte de la composante continue du signal mesuré.

Ce programme pour la mesure de valeurs efficaces vraies en très basse fréquence trouve de nombreuses applications notamment dans le domaine de l'électromécanique pour effectuer des mesures sur des moteurs afin de mesurer la puissance efficace à régime lent et rapide, pour le premier cas, il est fait appel au programme 9 alors qu'en régime rapide les mesures sont effectuées directement.

● **Le programme 10** calcule et affiche des dB, dBm ou des dBV pour utiliser ce programme il faut savoir qu'il tient compte de :

V : qui est la tension inconnue à l'entrée du 8520 A.

V_r : qui est la tension de référence.

P_r : qui est la puissance de référence.

R_i : qui est la résistance d'entrée.

R_L : qui est la résistance de charge.

Tous ces paramètres peuvent être entrés manuellement par l'utilisateur, le calcul de dB peut s'effectuer de deux façons, en utilisant une tension de référence ou en utilisant une puissance de référence.

Pour calculer le gain en puissance en dB, V_r , R_i et R_L peuvent être programmés manuellement et la formule utilisée est :

$$\text{dB} = 10 \log (V^2 / V_r^2) (R_i / R_L)$$

Pour calculer les dBm, P_r et R_L peuvent être programmés et la formule utilisée est :

$$\text{dBm} = 10 \log (V^2 / R_L) / P_r$$

Enfin, pour calculer les dBV, V_r peut être programmé pour appliquer la formule :

$$\text{dBV} = 20 \log (V / V_r)$$

Ainsi pour afficher des dB, le programme sera utilisé en introduisant

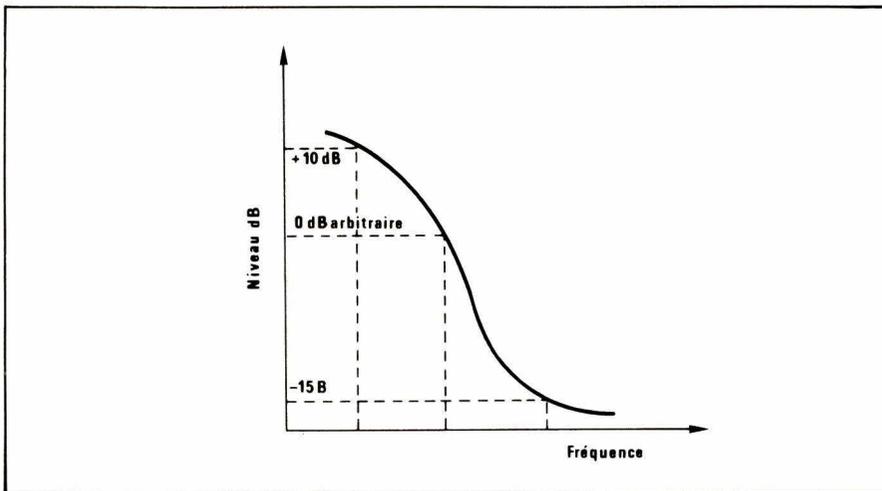


Fig. 12. — Mesure de dB avec 0 dB arbitraire.

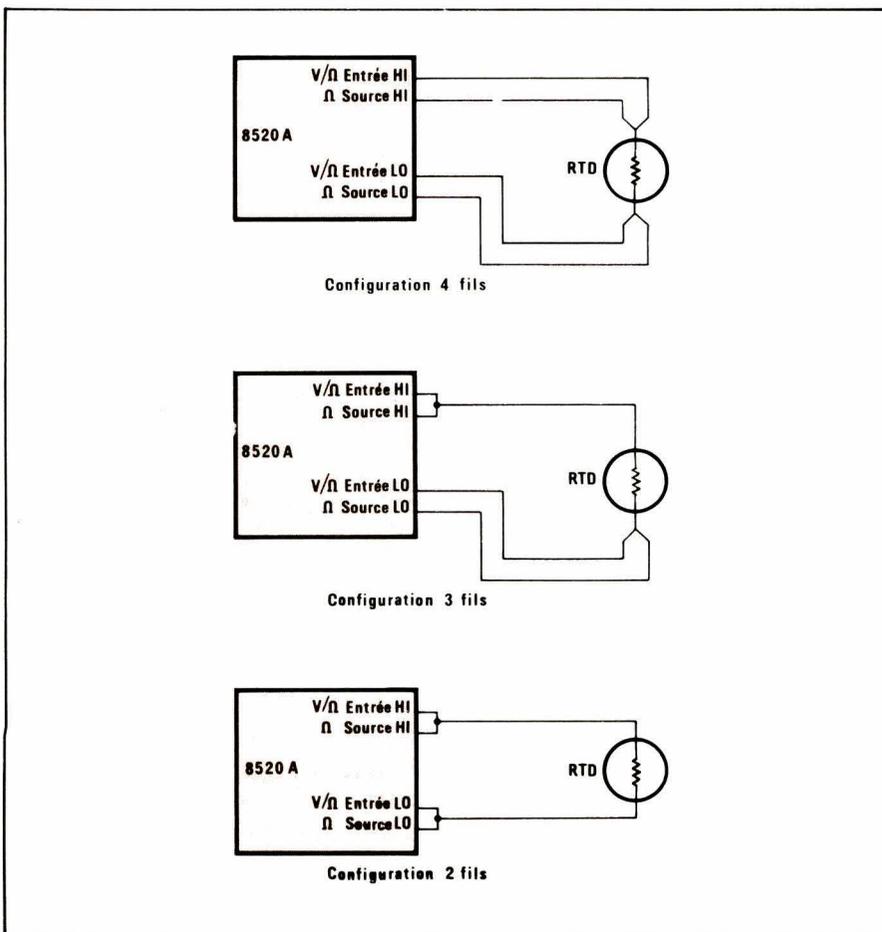


Fig. 13. — Diverses configurations de mesures de températures avec une sonde R.T.D.

les paramètres

V_r , puis R_i , puis R_L

et pour afficher des dBm, ce même programme sera utilisé en introduisant les paramètres

P_r puis R_L

Enfin, en introduisant le paramètre V_r , le 8520 A affiche directement des dBV.

Ainsi, grâce à ses multiples possibilités de mesures de dB, le multimètre peut s'adapter à pratiquement toutes les mesures de decibels au contraire des appareils spécifiques

généralement limités pour des impédances de sources de 50 ou 600 Ω .

Compte tenu du fait qu'il est possible d'utiliser simultanément plusieurs programmes mathématiques, des mesures de dB relatifs peuvent être réalisées comme le montre la figure 12, le point 0dB arbitraire pouvant être programmé à n'importe quel moment et en n'importe quel point de la courbe. Ainsi, à partir de cette référence 0dB, l'appareil peut afficher les différences en \pm dB, dBm ou dBV.

● **Le programme 11** est un programme qui permet au 8520 A d'afficher

directement des températures ($^{\circ}\text{C}$) en utilisant une sonde R.T.D. connectée à l'entrée de l'appareil. En outre, des températures équivalentes en degré Kelvin et en degré Fahrenheit peuvent également être affichées.

Des sous-programmes au programme 11 permettent à l'utilisateur de mémoriser les données alpha, bêta et delta des sondes R.T.D. soit respectivement :

$$\frac{R}{100} \frac{100 - R_0}{R_0}$$

ou R_0 et la résistance R.T.D. à 0°C .

$$B = \frac{1 + A \left[\frac{Tl - (D) Tl (Tl/100 - 1) / 100}{A [(Tl/100 - 1) (Tl/100)^3] - Rl/R0} \right]}{A [(Tl/100 - 1) (Tl/100)^3] - Rl/R0}$$

$$\text{et } S = \frac{At' - [Rh/R0] - 1}{A [(t'/100) - 1] [t'/100]}$$

où $t' =$

$$th - 0.045 [th/100] [Th/100 - 1] \\ [(Th/419.58) - 1] [(Th/630.74) - 1]$$

R_{100} : résistance RTD à 100°C

R_0 : résistance RTD à 0°C

Th : points de calibration en haute température (typiquement point de fonte du zinc ou de l'étain)

R_h : résistance RTD à Th

Tl : points de calibration en basse température (typiquement point d'ébullition de O_2 ou N_2)

R_l : résistance RTD à Tl

Trois configurations de mesures de températures avec des sondes RTD peuvent être utilisées avec le 8520 A : 1^o en deux fils, 2^o en trois fils, 3^o en quatre fils comme l'illustre la figure 13.

Pour les mesures avec une sonde R.T.D., le 8520 A utilise la méthode potentiométrique. Un courant constant traverse la sonde (résistance) et la différence de potentiel est mesurée aux bornes. En utilisant cette méthode, lorsque l'utilisateur travaille en 4 fils, les erreurs dues aux cordons de mesure sont totalement éliminées, ce qui n'est pas le cas pour les mesures en 2 ou 3 fils. Cependant, dans ces deux derniers modes de mesure, les résistances résiduelles peuvent être éliminées en calibrant avec l'appareil l'ensemble RTD + câbles.

● **Le programme 12** permet l'affichage direct des températures en degrés Celsius à l'aide de la sonde Fluke 80 T 150 C, dans ce cas, le 8520 A doit être utilisé avec la fonction VDC sur la gamme 100 mV. En effet, la sonde de température 80

T 150 délivre 1 mV par degré Celsius et sa plage de mesure est de -50 °C à + 150 °C.

Le programme 12 comprend trois sous-programmes qui permettent à l'utilisateur d'afficher :

- la température en ° Celsius : $T = \text{entrée} \times 1000$
- Kelvin : $T + 273,15$
- Fahrenheit : $1,8 T + 32$.

● **Le programme 13** est pratiquement identique au programme précédent, la variante est uniquement due au fait qu'il est utilisable avec la sonde Fluke 80 T 150 F qui est spécialement étalonnée pour la mesure directe de température en ° Fahrenheit. Comme pour le programme 12, à partir de cette unité, le 8520 A peut afficher en utilisant les trois sous-programmes.

- les températures en ° F : $T : \text{entrée} \times 1000$
- les températures en ° C : $5/9 (T - 32)$
- les températures en ° K : $T + 273,15$

Il faut noter que, comme pour tous les autres programmes, l'utilisation des programmes 12 et 13 peut s'effectuer simultanément avec deux autres programmes (sauf bien entendu les autres programmes de températures) et la mémoire BURST.

Les deux programmes ci-dessus offrent l'avantage d'être extrêmement simples à utiliser et en plus permettent une lecture très rapide de la température mesurée.

En effet, la sonde 80 T 150 C ou F utilisée pour mesurer les températures est non seulement précise mais très rapide puisque comme le montre la **figure 14**, il suffit de deux secondes pour mesurer un ΔT d'environ 30 °C. Cette caractéristique pourra être exploitée pour des mesures de températures sur divers composants dans des circuits électroniques. Ajoutons que la sonde 80 T 150 permet également de mesurer les températures liquides.

Le dernier programme actuellement utilisable sur le 8520 A est le **programme 14** qui permet la conversion de résistance d'un thermistor en température (°C) avec une linéarisation. L'affichage direct de la température peut être réalisé en 2,3 ou 4 fils afin d'obtenir une meilleure précision.

Le programme utilise quatre caractéristiques, résistance température d'un thermistor A0, A1, A2 et A3. Le programme mathématique calcule les températures avec la formule :

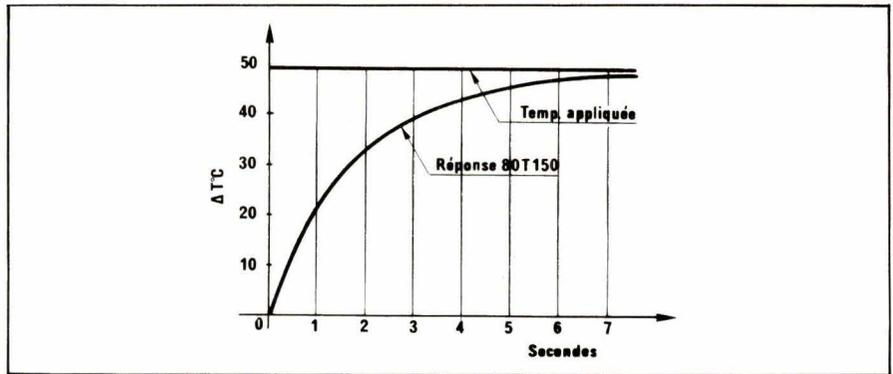


Fig. 14. - Temps de réponse de la sonde 80 T 150.

$$\frac{1}{T} = A0 + A1 (\ln R) + A2 (\ln R)^2 + A3 (\ln R)^3$$

où T = Température en °C

R = Résistance

D'autres programmes optionnels sont actuellement en cours d'étude (tracé de courbe avec imprimante Fluke 2020 A, etc.).

Les thermistors

Les thermistors sont des semi-conducteurs qui ont une résistance qui varie en fonction de la température. Pour la plupart des applications, on utilise la région du thermistor qui présente une caractéristique température négative. Ainsi, si la température augmente, la résistance du thermistor diminue et si la température diminue, la résistance augmente. La relation entre la tempéra-

ture et la résistance d'un thermistor peut être donnée comme suit :

$$R(T_1)/R(T_2) = e^{B(T_2 - T_1)/T_1 T_2}$$

ou

$R(T_1)$ est la résistance à la température absolue T_1

$R(T_2)$ est la résistance à la température absolue T_2

e est le logarithme naturel 2,718

B est une constante qui dépend de la nature du thermistor.

Les sous-programmes du programme 14

Ils sont au nombre de 6 (14.1 à 14.6) comme le montre la **figure 15**, les trois premiers permettent l'affichage des températures en °C, °F ou °K (**voir tableau 2**)

r14.0	°C	Temp. °Celsius	$1/T = A0 + A1 \ln R + A2 (\ln R)^2 + A3 (\ln R)^3$	0
r14.1	*K	Temp. °Kelvin	$T + 273,15$	0
r14.2	°F	Temp. °Fahrenheit	$1,8 T + 32$	0
r14.3	A0	Const. A0	$A0 = -D1 (X2) (X3) (X4) - D2 (X1) (X3) (X4) - D3 (X1) (X2) (X4) - D4 (X1) (X2) (X3)$	1.282015 E-3
r14.4	A1	Const. A1	$A1 = D1 [(X2)(X3) + (X2)(X4) + (X3)(X4)] + D2 [(X1)(X3) + (X1)(X4) + (X3)(X4)] + D3 [(X1)(X2) + (X1)(X4) + (X2)(X4)] + D4 [(X1)(X2) + (X1)(X3) + (X2)(X4)]$.2372517 E-3
r14.5	A2	Const. A2	$A2 = -D1 (X2 + X3 + X4) - D2 (X1 + X3 + X4) - D3 (X1 + X2 + X4) - D4 (X1 + X2 + X3)$	-116.2073 E-09
14.6	A3	Const. A3	$A3 = D1 + D2 + D3 + D4$	96.82669 E-09
avec : $D1 = Y1/(X1 - X2) (X1 - X3) (X1 - X4)$ $D2 = Y2/(X2 - X1) (X2 - X3) (X2 - X4)$ $D3 = Y3/(X3 - X1) (X3 - X2) (X3 - X4)$ $D4 = Y4/(X4 - X1) (X4 - X2) (X4 - X3)$ $Xn = \ln Rn$ $Yn = 1/(Tn + 273,15)$				

Tableau 2.

(R_n , T_n) sont quatre valeurs de résistance/température spécifiées pour un thermistor. Par exemple, les points résistance/température pour les valeurs de A_0 , A_2 et A_3 sont :

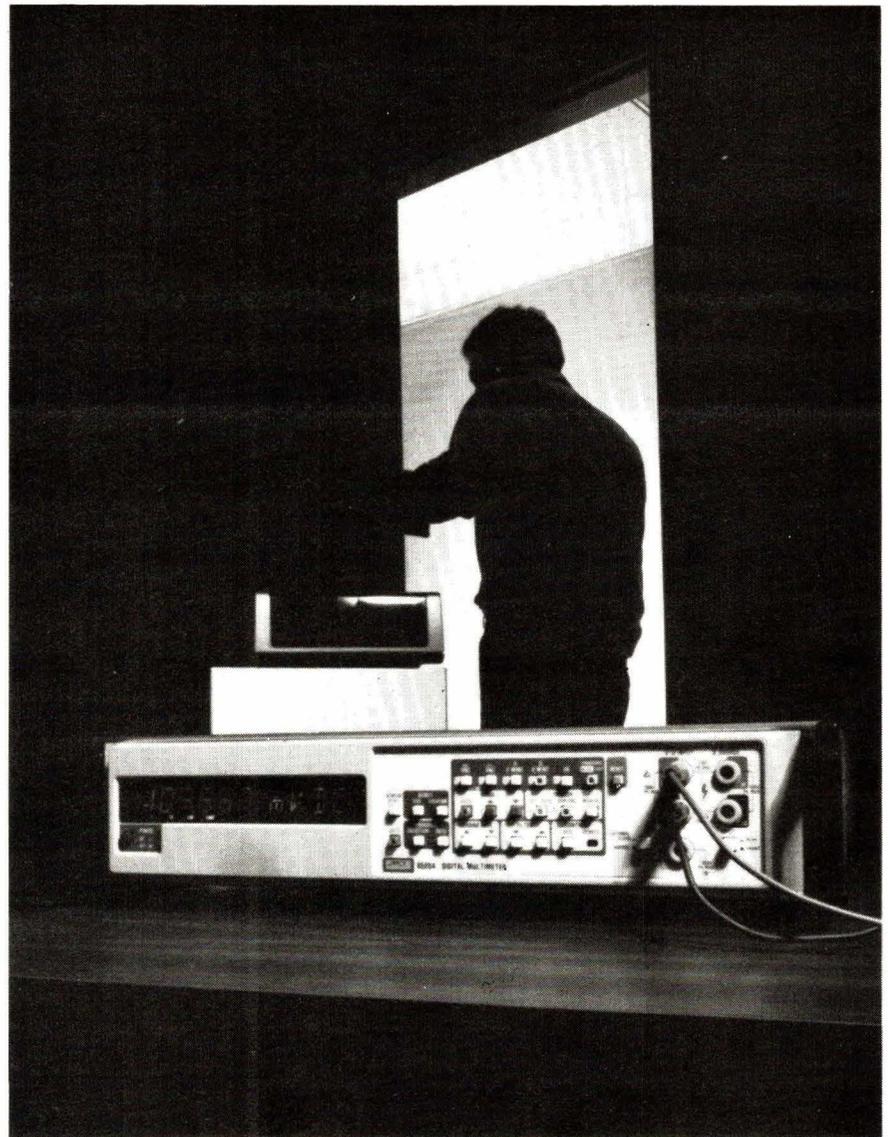
Comme pour le cas des mesures de températures à l'aide de sondes R.T.D., les mesures de températures

n	Température °C (T_n)	Résistance (R_n)
1	- 80	3 685 k Ω
2	0	16.33 k Ω
3	70	875.7 Ω
4	150	92.7 Ω

Fig. 15. – Programme et sous-programmes pour la mesure de températures avec un thermistor.

avec un thermistor peuvent être réalisées comme l'illustre la **figure 13** (en remplaçant R.T.D. par thermistor) en 2, 3 ou 4 fils. En effet, la méthode de mesure du 8520 A est potentiométrique. Un courant constant traverse le thermistor et l'appareil mesure la tension résultante. Il va de soi que pour éviter une puissance dissipée dans le thermistor trop importante (laquelle influencerait la mesure) on utilise au maximum les gammes hautes de la fonction résistance qui génèrent un courant constant très faible.

J.-C. BAUD



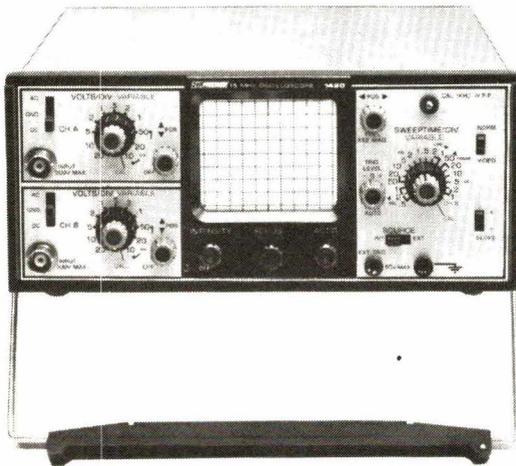
L'album 1980 d'Electronique Applications

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de **50 F**
(+ 14 F de frais d'envoi).

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : **Electronique Applications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.**

Pour vos dépannages sur le site LE PLUS PETIT 2 x 15 MHz de



BK PRECISION DYNASCAN CORPORATION

- Utilisable à 20 MHz
- 10 mV/division
- Se loge dans un attaché-case ordinaire (8,9 cm de haut) × 22 × 30 cm
- Alimentation par batterie incorporée et sur secteur
- Séparateur synchro vidéo
- Base de temps 18 positions étalonnées
- Déclenchement TV lignes et trames
- X 10 —
- X Y, axe X sur canal B
- 3,6 kg seulement

6 450
F TTC

• CONTROLEUR en CIRCUIT

BK 510

Contrôle bons, mauvais transistors, thyristors FET en circuit même lorsque le semi-conducteur est shunté par 10 ohms.



1281
F TTC

• CONTROLE AUTOMATIQUE EN CIRCUIT DES SEMI-CONDUCTEURS

Sans dessouder, contrôler tous les transistors, thyristors, fet-diodes, en 9 secondes, même dans un circuit shunté par 10 ohms.



IDEAL POUR LE DEPANNAGE LA PRODUCTION EN SERIE

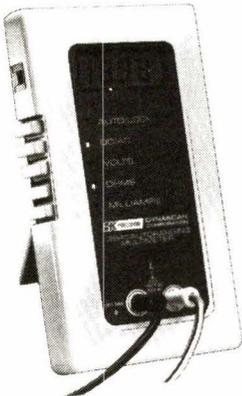
• BK 520

2 293
F TTC

BK 2845

• MULTIMETRE DIGITAL à gammes automatiques "LCD" à microprocesseur 0,1 % précision

Mesure les tensions continues et alternatives de 1 mV à 1000 V en 4 gammes à sélection automatique : les courants continus et alternatifs de 1 μ A à 2 A en 4 gammes à sélection automatique ; les résistances de 1 Ω à 20 M Ω en 5 gammes à sélection automatique ; Affichage cristaux liquides.



1611
F TTC

• GENERATEUR de FONCTION à faible distorsion



BK 3010

- 0.1 Hz à 1 MHz en 6 gammes.
- Amplitude variable et sortie carrée TTL.
- Tension de décollage.
- Entrée V.C.O. de wobulation.

1824
F TTC

• CAPACIMETRE DIGITAL



BK 820

- De 0,1 pF à 1 Farad.
- Précision 0,5 %.
- Résolution 0,1 pF.
- Pilote quartz.
- 10 000 points

1358
F TTC

BK 830

• CAPACIMETRE A GAMME AUTOMATIQUE "LCD" - 0,1 pF à 200 mF

Résolution 0,1 pF
Affichage à cristaux liquides.
Alimentation 4 piles de 1,5 V



1975
F TTC

• GENERATEUR DE FONCTION 2 MHz



BK 3020

- 0,02 Hz/2 MHz.
- Vobulateur interne log. et linéaire.
- Générateur d'impulsions (symétrie variable).
- Rafales (burst).

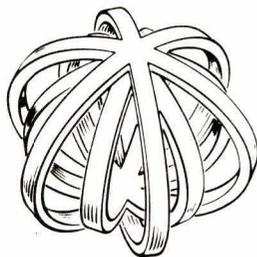
3358
F TTC

SALON DES COMPOSANTS 1981
Bâtiment 2.2 - Allée 36 - Stand 40

BLANC-MECA Electronique
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. (54) 37.09.80

CETTE ANNEE

au



salon international des
**composants
électroniques 81**

PARIS
6-11 avril

LES PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

LE HAUT PARLEUR

**électronique
pratique**



Loisirs

**MICRO
SYSTEMES**

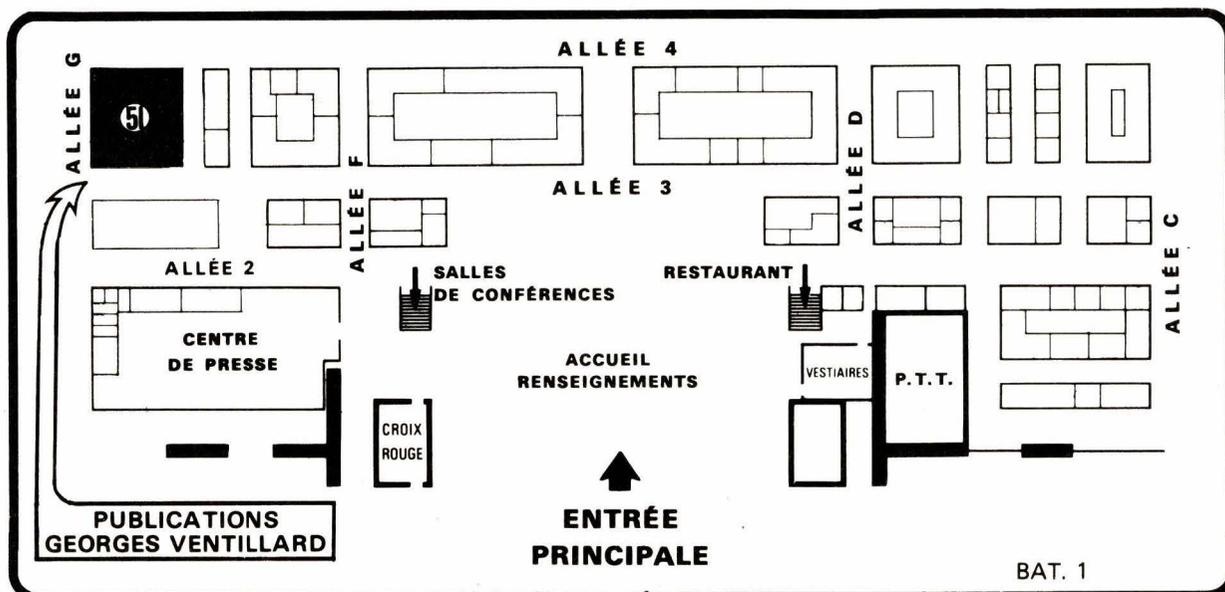
**ELECTRONIQUE
APPLICATIONS**

Stand n° 51 – Allée n° 3

comptent vivement sur votre venue

Comme chaque année, une réduction de 20 % sera effectuée sur toutes les souscriptions d'abonnement. Cette remise exceptionnelle sera accordée à tous les lecteurs qui ne pourront pas se rendre au Salon.

Cette offre spéciale «COMPOSANTS 1981» sera valable pour toutes les souscriptions de premier abonnement ou de renouvellement qui nous parviendront par voie postale jusqu'au 15 AVRIL 1981.



SERVICE-LECTEURS N° 199

L'étude de l'irrigation du cerveau, non plus par l'intermédiaire des vaisseaux, mais au niveau du tissu cérébral lui-même, permet d'évaluer l'efficacité de la circulation sanguine cérébrale, elle permet également d'évaluer l'efficacité des traitements médicaux ou chirurgicaux au cours des accidents vasculaires du cerveau.

Mesure du débit sanguin cérébral

Jusqu'alors plusieurs moyens étaient mis en œuvre pour atteindre ce résultat par des voies plus ou moins indirectes (scanner, artériographie, angioscintigraphie, Doppler, etc.). Actuellement, une méthode originale faisant appel au xénon 133 injecté par voie intra-veineuse permet une mesure quantitative du débit sanguin cérébral. Le traitement des informations fournit par le xénon donne une carte du cerveau montrant les effets de la circulation sanguine dans les différentes zones du cerveau. L'appareillage utilisé permet d'obtenir des informations simultanées sur les deux hémisphères cérébraux et d'être utilisé en pratique neurologique et neurochirurgicale sur des malades non hospitalisés, n'ayant subi aucune prémédication particulière.

L'ensemble technique, dont l'étude a commencé en 1973, a pu être conçu et réalisé grâce à la collaboration d'une équipe du C.N.R.S. (Pr. H. Mamo et M. J. Seylaz), qui a réalisé le traitement informatique (M. Ph. Méric), grâce à l'aide du CEA (Service d'Electronique de Saclay), du Ministère de l'Industrie (DIELI), de l'Assistance Publique et avec la coopération industrielle des sociétés Intertechnique et Mécaserto.

Cet ensemble, qui vient d'être présenté à la presse scientifique, fonctionne depuis près de deux ans à l'hôpital Lariboisière, dans le service des explorations fonctionnelles du système nerveux.

Un des principaux objectifs de la mesure du débit sanguin cérébral est de préciser le diagnostic et les indications thérapeutiques des accidents vasculaires cérébraux. Cette affection représente la troisième cause de mortalité en France comme dans les autres pays à civilisation occidentale

et la cause principale de morbidité, ces accidents donnant lieu fréquemment à des séquelles motrice, sensitive, aphasique, mnésique ou intellectuelle. On estime à 10 % la proportion des malades qui ont une récupération comparable à une guérison, 50 % sont atteints d'une infir-

mité définitive et 40 % gardent une infirmité modérée mais qui, étant donné l'importance des fonctions cérébrales, aboutit à plus ou moins brève échéance à une soustraction du sujet de la vie active. Les données statistiques qui sont fournies montrent l'ampleur de l'affection, mais restent certainement inférieures à la réalité car les accidents vasculaires cérébraux sont moins fidèlement recensés que les infarctus du myocarde ou les cancers, qui provoquent, en règle générale, l'hospitalisation des malades.

A la recherche d'un moyen pour mesurer le métabolisme cérébral régional

Cette affection est malgré sa fréquence relativement négligée sur le plan thérapeutique, les conduites étant très mal codifiées faute en particulier de moyens scientifiques d'évaluation de la circulation cérébrale et de son métabolisme, et des effets pharmacologiques chez l'homme. C'est dire que toute technique valable tendant à mieux définir les atteintes vasculaires du cerveau et de mieux codifier leur thérapeutique constitue un élément important, non seulement sur le plan médical mais également sur le plan socio-économique.

De plus, les indications de la mesure du débit sanguin cérébral ne sont pas limitées aux seuls accidents vasculaires cérébraux, qui constituent déjà par eux-mêmes un vaste programme d'application.

Dans l'arsenal thérapeutique et diagnostic mis actuellement à la disposition des praticiens nous pouvons noter un certain nombre de moyens, mais qui ne répondent pas toujours au but recherché. Ainsi, le scanner peut montrer les dégâts occasionnés par une hémorragie mais ne fournira pas d'images sur l'état des vaisseaux concernés. L'artériographie donne une vision très sélective des vaisseaux mais ne renseigne pas sur l'état du parenchyme cérébral sous-jacent. De même l'angiostigraphie et le Doppler fourniront des informations très intéressantes sur l'état de la circulation sanguine et sur la vitesse de la circulation.

Dès que l'on a besoin de connaître la valeur fonctionnelle d'un territoire cérébral, c'est au niveau du parenchyme qu'il faut chercher l'information. En effet, dès qu'un territoire cérébral entre en activité (les zones motrices lors du mouve-

ment, la zone de la parole lors de la prononciation d'un discours, etc.) son métabolisme nécessite davantage d'oxygène et la circulation sanguine régionale augmente en débit. A ce niveau, ce qu'il est intéressant de savoir c'est si cet apport sanguin supplémentaire est bien métabolisé par le parenchyme cérébral irrigué. C'est donc bien au-delà du vaisseau, au niveau du tissu biologique, qu'il faut chercher l'information.

Jusqu'à ces dernières années, la mesure quantitative et régionale du débit sanguin cérébral à l'étranger et plus ponctuellement en France était effectuée par l'étude de la clairance d'un radio-isotope diffusible et non métabolisable, le Xénon 133, utilisé en raison de son rayonnement γ de faible énergie et de sa très courte période biologique. Cette clairance était mesurée après injection intracarotidienne du radio-traceur par comptage externe sur l'hémicrâne correspondant. Cette technique d'introduction du traceur, non totalement dénuée de risques, en limitant considérablement l'application en clinique humaine.

De plus, la répétition d'une ponction carotidienne, afin d'évaluer l'action d'un geste thérapeutique par exemple, posait des problèmes pratiquement insolubles. Enfin, le caractère unilatéral de la mesure limitant les informations à un seul hémisphère, constituait une lacune importante de la méthode intracarotidienne, la ponction bilatérale de la carotide étant exclue.

La limitation considérable des applications médicales impliquées par de telles contraintes explique les efforts poursuivis par plusieurs équipes de recherche internationales (Obrist, et coll., Mallet et Veal, Reivich et coll., Crawley) et par celle de Mamo, Seylaz et coll. qui groupe des chercheurs du CNRS, de l'Université Paris VII et de l'Inserm, pour tenter de rendre une telle méthode atraumatique et permettre une mesure bilatérale et simultanée du débit sanguin cérébral rendant possible la comparaison des données dans des régions symétriques du cerveau. Enfin, le caractère atraumatique de la mesure ne nécessite aucune hospitalisation, ce qui n'est pas le cas de la méthode intracarotidienne.

Une méthode atraumatique

La recherche d'une méthode atraumatique dans la voie d'introduction du radiotraceur semblait en apparence ne présenter que peu de

difficultés. En fait, les problèmes à résoudre se sont avérés assez complexes. Ils étaient très schématiquement de deux ordres :

- éliminer la contamination du tissu extracérébral, qu'évitait l'injection intracarotidienne ;
- tenir compte de la recirculation du radiotraceur qui, négligeable dans la méthode intracarotidienne, constituait un facteur d'erreur rédhibitoire dans le cas d'injection intraveineuse.

La résolution de ces problèmes a nécessité un réexamen complet de toute la méthodologie utilisée dans la méthode intracarotidienne et a demandé plusieurs années de travail. Au cours de l'année 1975 un protocole définitif, orienté particulièrement sur les affections vasculaires du cerveau, a été élaboré et sa validité reconnue.

Sa supériorité sur les protocoles déjà proposés à l'étranger, particulièrement dans l'étude de l'insuffisance vasculaire du cerveau, portait sur plusieurs points. Parmi ceux-ci :

- la voie d'introduction du radiotraceur était moins contraignante que la voie pulmonaire, généralement utilisée par les équipes étrangères ;
- la saisie des données par les détecteurs placés sur le crâne du malade se faisait dans de meilleures conditions (casque à 26 détecteurs orientables) ;
- le système original d'évaluation de la recirculation du Xénon ;
- les algorithmes d'analyse des courbes de clairance isotopiques, spécifiquement adaptés au traitement des données pathologiques de l'homme malade.

L'étape de réalisation d'un prototype industriel a pu alors commencer, et cette étape ne fut pas la plus courte. Cette lenteur de la réalisation de l'appareillage se fit au détriment de l'avance technologique acquise à l'époque. En 1978, avec la collaboration du C.E.A. et l'appui de la D.I.E.L.I., de la D.G.R.S.T., de l'Assistance Publique et de l'A.N.V.A.R., et la participation industrielle des sociétés Intertechnique et Mecaserto, le prototype était achevé. Depuis 1979, cet appareillage fonctionne à l'hôpital Lariboisière, dans le service d'Explorations Fonctionnelles du Système Nerveux.

Douze minutes pour l'examen

Le malade est allongé sur le lit d'examen (fig. 1). Le déroulement

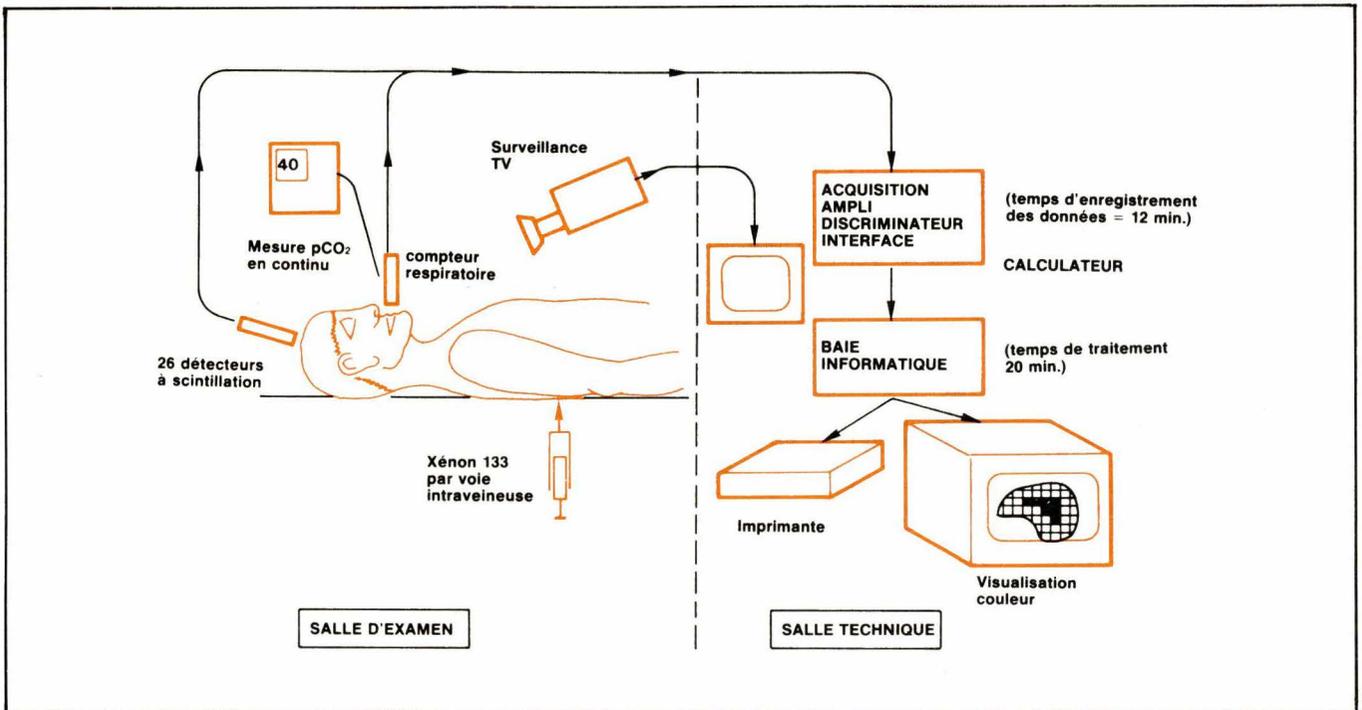


Fig. 1. — Vue d'ensemble schématique (salle d'examen et salle technique) de l'appareillage permettant la mesure quantitative et multirégionale du débit sanguin cérébral par la méthode atraumatique au Xénon 133.

des différentes phases de cette mesure lui est expliqué et une répétition, sans injection du radio-traceur, est faite afin d'éliminer autant que possible tout facteur d'anxiété susceptible de modifier le niveau de débit cérébral. On lui recommande en particulier de rester totalement immobile durant l'enregistrement qui durera 12 minutes et de respirer normalement. Une perfusion de sérum physiologique est ensuite mise en place dans une veine branchiale. Les détecteurs à scintillation supportés par une auréole et un cimier sont ensuite mis en place et leur position exactement repérée. 13 détecteurs sont ainsi répartis sur chaque hémicrâne (fig. 2). L'injection de Xénon 133 se fait à l'aide d'un injecteur automatique durant une minute. Le chargement de l'injecteur automatique s'effectue à l'aide d'une seringue scellée auto-percutante, en condition anaérobie. L'air exhalé est recueilli par une pièce buccale étanche placée dans la bouche du sujet, les narines étant obturées. Cet air exhalé est riche en Xénon puisque l'on sait que la totalité de ce gaz s'élimine par voie respiratoire et qu'à la fin de l'examen l'élimination est pratiquement complète. Cet air est conduit vers une chambre munie de valves qui emmagasine durant une très courte période l'air de la fin d'expiration. La radioactivité de cet échantillonnage est mesurée par un compteur à scintillation fixé sur cette chambre. Cette mesure est rendue indispensable car le taux de recirculation artérielle du Xénon 133, qui est identique à celui recueilli en fin

d'expiration, constitue un important facteur d'erreur dans le calcul des courbes de clairance dont il faut tenir compte dans le traitement informatique de celles-ci. Ce taux artériel est identique à celui recueilli en fin d'expiration. L'air exhalé est ensuite évacué par une cheminée conçue à cet effet ou éventuellement recueilli par un piège à Xénon. L'évaluation de la PCO_2 pulmonaire égale à la PCO_2 artérielle, dont les variations influencent le niveau du débit sanguin cérébral, est enregistrée de façon continue par un capnographe.

Le traitement des courbes est effectué par un mini-ordinateur incor-

poré au système IN 90 de la Société Intertechnique qui a précédemment géré leur acquisition. Les valeurs du débit sanguin cérébral sont éditées sur une imprimante et sont exprimées en ml/100g/mn. Trois types de données sont fournies : débit régional global (substance blanche et substance grise), débit de la substance grise et pourcentage de l'irrigation gris/blanc (fractional flow). Ces données peuvent être transférées directement sur un appareil de visualisation couleur permettant d'obtenir une cartographie du débit sanguin cérébral, chaque couleur correspondant à un niveau donné de ce débit (fig. 3).

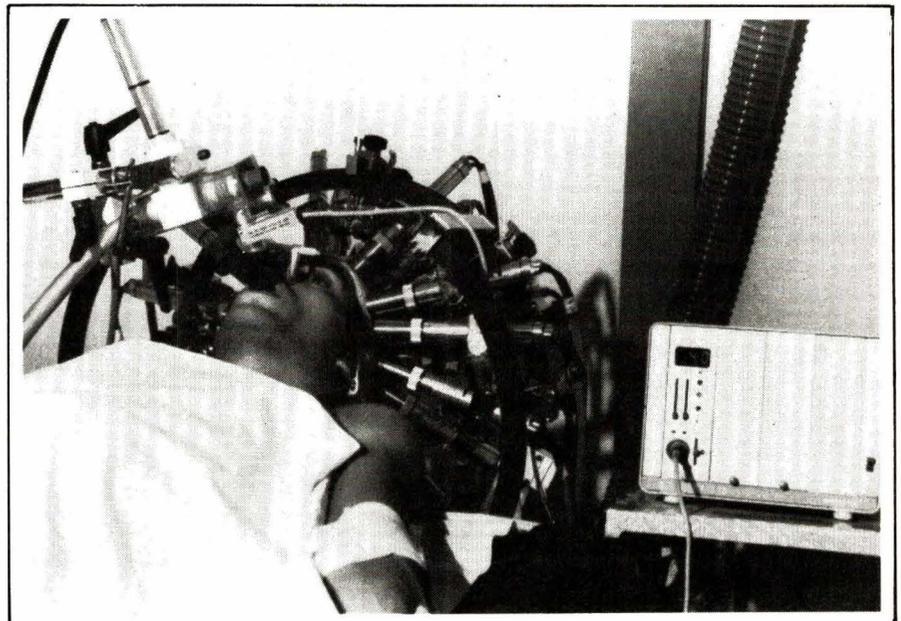


Fig. 2. — Dans la salle d'examen, mise en place sur le patient des 26 détecteurs à scintillation. A droite le capnographe assurant la mesure de la PCO_2 .

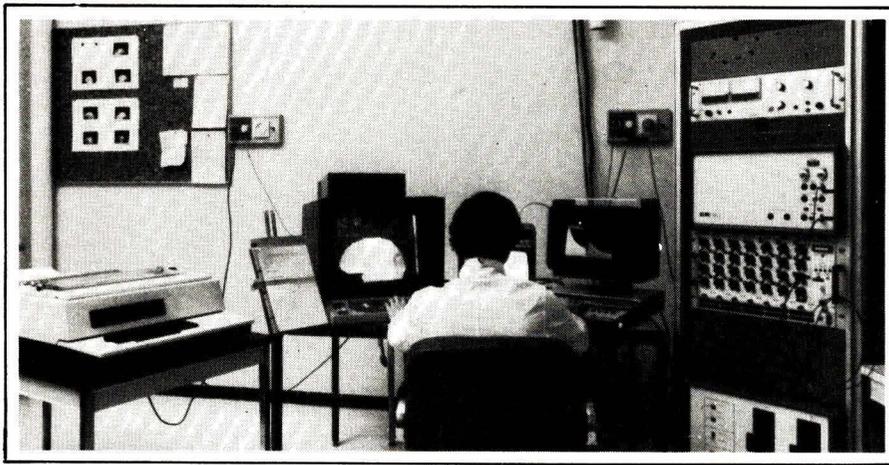


Fig. 3. — Dans la salle technique, à gauche de l'opérateur, l'appareil de visualisation couleur permettant d'obtenir la cartographie du débit sanguin cérébral. Chaque couleur correspondant à un niveau donné de ce débit.

Dès la fin de l'acquisition des données (12 mn) l'examen proprement dit est terminé et le malade quitte la salle d'examen. Cet examen est pratiqué soit sur des malades hospitalisés, soit sur des malades ambulatoires.

Indications médicales

1° Dans les accidents vasculaires cérébraux

Dans ce type d'affection qui constitue une grande partie de la pathologie cérébrale, l'apport de la mesure atraumatique du débit sanguin cérébral se fera sentir dans les domaines suivants :

a) **Domaine médical** : orientation de la thérapeutique, en particulier indications ou contre-indications des drogues vaso-actives, en définissant la formule de la vasoréactivité des vaisseaux cérébraux au niveau du foyer de ramollissement chez les malades aigus et chez les insuffisants vasculaires cérébraux chroniques. Ce problème est d'importance non seulement sur le plan médical mais également sur le plan social car on constate un abus de prescription des drogues vasodilatatrices, qui représentent un marché considérable, dans l'ignorance où l'on est de leur efficacité réelle chez un malade donné.

b) **Domaine chirurgical** : les interventions de suppléance vasculaire chez des sujets présentant une oblitération de l'artère carotide interne ou de l'artère sylvienne doivent être mieux codifiées dans leur indication grâce à la mesure systématique du débit sanguin cérébral. Ces interventions qui consistent à anastomoser une branche du réseau carotidien externe (temporale superficielle) à une branche du réseau carotidien interne

(branche de l'artère sylvienne) peuvent améliorer la circulation cérébrale si leurs indications sont posées avec précision, ce que permet la mesure régionale du débit sanguin cérébral. Rappelons que la méthode atraumatique est la seule possible chez des sujets présentant une oblitération de la carotide interne, oblitération rendant possible l'injection intracarotidienne du radio-isotope.

2° Dans les autres domaines de la neurologie et de la neurochirurgie

En dehors de l'insuffisance circulatoire aiguë ou chronique de l'athéromateux, la méthode de mesure du débit sanguin cérébral peut apporter des informations importantes dans les domaines suivants :

a) **Hémorragie méningée**. On sait que l'existence d'un spasme vasculaire important en aval de la malformation vasculaire, cause de l'hémorragie méningée, contre-indique un acte chirurgical d'urgence. Or cette décision est d'importance fondamentale car, si l'on opère un malade dont l'ischémie focale est profonde, on risque des complications post-opératoires de la plus haute gravité, et si l'on n'opère pas un malade qui vient de saigner, il risque de récidiver très rapidement et fréquemment de façon mortelle. Il est donc capital de connaître la formule du débit cérébral régional de ces malades et d'indiquer au neurochirurgien l'importance chiffrée de l'ischémie cérébrale et de son éventuelle amélioration.

b) **Traumatisme crânien**. La connaissance de la formule de vasoréactivité des traumatisés du crâne non chirurgicaux est en mesure de mieux orienter une thérapeutique qui reste précaire, faute d'une meilleure

connaissance de l'état de la circulation cérébrale.

c) **Hydrocéphalie à basse pression**. Cette affection qui témoigne d'une insuffisance des voies de résorption du liquide céphalo-rachidien (L.C.R.) demande dans certains cas la mise en place d'une valve ventriculo-atriale qui est susceptible d'améliorer l'état du malade, les tests guidant l'indication de cette intervention de dérivation du L.C.R. sont encore insuffisants. La mesure du débit sanguin cérébral constituerait semble-t-il une donnée supplémentaire aidant à mieux définir les critères de l'indication chirurgicale.

d) Autres indications

La mesure du débit sanguin cérébral présente également des applications dans la sénescence cérébrale où en particulier la répartition régionale du débit se trouve modifiée, dans des démences préséniles afin d'évaluer la part de la défaillance de la circulation cérébrale, dans les affections modifiant la viscosité sanguine et génératrices de complications cérébrales (polyglobulie et thrombocytémie avant et durant le traitement), dans l'évaluation de l'efficacité des traitements endo-artériels des angiomes, des fistules carotico-caverneuses cérébrales, avant et après embolisation thérapeutique. Cette énumération, qui est loin d'être limitative, s'enrichira sans doute encore avec l'expérience que nous acquèrerons.

Ainsi la mesure du débit sanguin cérébral en routine hospitalière permettra certainement d'améliorer le traitement d'un certain nombre d'affections cérébrales. Cette méthode doit constituer un facteur important de l'équipement non seulement des départements de radio-isotopes cérébraux, mais également celui des futurs centres de traitement des accidents vasculaires cérébraux.

Les résultats fournis par cette mesure de l'irrigation cérébrale devraient être complétés par une estimation du métabolisme cérébral et de l'action des drogues pharmacologiques au niveau du parenchyme cérébral, que seul peut permettre actuellement un tomographe par émission positronique. Ce couplage technologique permettrait au centre d'explorations du cerveau de l'hôpital Lariboisière de figurer parmi les mieux armés sur le plan international pour améliorer la compréhension de la physiopathologie et les effets thérapeutiques des affections neurologiques.

Jacques Trémoilières

L'accouchement est un acte naturel, mais il arrive que le processus ne se déroule pas comme on le souhaiterait. Dès lors, un risque survient, pouvant conduire à des désordres graves. Nous connaissons cet état de faits sous le nom de grossesses à haut risque.

Actuellement, dans les grands services hospitaliers, les grossesses à haut risque représentent 10 à 15 % des accouchements. Il est donc important de surveiller ces parturientes d'une manière clinique, biologique et électronique.

La télésurveillance de l'activité utérine au cours de la grossesse

Récemment, un nouveau pas vient d'être franchi. La parturiente n'a plus besoin d'être reliée par des fils au matériel de surveillance. La télémétrie lui permet de recouvrer sa mobilité.

Les spécialistes de la périnatalité s'accordent à reconnaître quatre points importants à surveiller :

- 1° La contraction utérine.
- 2° Le relâchement, la dilatation (phénomène intéressant à étudier, mais qu'il n'est pas encore possible de traiter électroniquement).
- 3° La fréquence cardiaque fœtale.
- 4° Le pH sanguin fœtal et les constantes acido-basiques.

Seuls les points un et trois peuvent faire l'objet d'une surveillance simultanée et continue par les moyens que nous avons à notre disposition.

La tocologie (*)

C'est la science des accouchements, c'est un terme peu usité, on lui préfère celui d'obstétrique.

L'étude du comportement du fœtus à la fin de la gestation, puis au moment de l'accouchement, n'est guère facilitée par un environnement abdominal très protectionniste. Toutefois, la variété des moyens disponibles permet de mesurer la fréquence cardiaque fœtale et le travail utérin, par voie directe ou indirecte (fig. 1).

L'intérêt essentiel de la méthode est de pouvoir enregistrer simultanément

la fréquence cardiaque fœtale et les contractions utérines. C'est la valeur de cette fréquence, d'une part, et le décalage dans le temps entre le minimum de la bradycardie (baisse de la fréquence) et l'acmé de la contraction utérine, d'autre part, qui fournissent les éléments de jugement d'une éventuelle souffrance fœtale.

Nous avons décrit cette méthode dans EA n° 3, 1977, sous le nom de cardiotocographie. Depuis cette époque la technique a évolué et il est possible actuellement de permettre à la future accouchée de se déplacer au lieu d'être retenue au lit par des électrodes.

On fait appel à la télémétrie et pour cela Hewlett-Packard a mis au point un ensemble de télémétrie obstétricale qui, grâce à un trans-

(*) Du grec tokos : accouchement, qui donne tocologie : traité des accouchements. Notons également que le mot accouchement vient du latin *accubare* : se mettre au lit et, obstétrique vient du latin *obstetrix* : accoucheuse.

ducteur de tocométrie externe, permet de transmettre un signal de contraction utérine à distance.

Le petit tocomètre, aussi petit et léger que le transducteur conventionnel, est maintenu contre l'abdomen de la future mère à l'aide d'une ceinture. Une fois bien positionné, le transducteur établit le contact avec la paroi abdominale au niveau du fond utérin (auparavant, on mesurait l'activité utérine à l'aide d'un cathéter mis en place dans l'utérus après la rupture de la poche des eaux).

Un émetteur, porté par la parturiente dans une pochette en bandoulière, reçoit les variations de pression de l'utérus captées par le tocotransducteur. L'émetteur de télémétrie traite ces signaux puis les transmet par ondes radio à l'ensemble récepteur/moniteur fœtal qui enregistre en continu l'activité utérine.

Ainsi, avec la télémétrie obstétricale, la parturiente peut se déplacer dans la maternité tout en sachant que la surveillance de la fréquence cardiaque fœtale et les contractions maternelles sont assurées (fig. 2).

Dès que la grossesse touche à sa fin et que la poche des eaux est rompue, il est alors possible, grâce à une électrode de scalp, de surveiller le rythme cardiaque fœtal instantané et de reprendre le protocole classique de surveillance déjà décrit précédemment.

J. Trémolières

Pour obtenir plus de renseignements sur le tocomètre HP 15288A, cercler le numéro 64 sur la carte service-lecteurs.

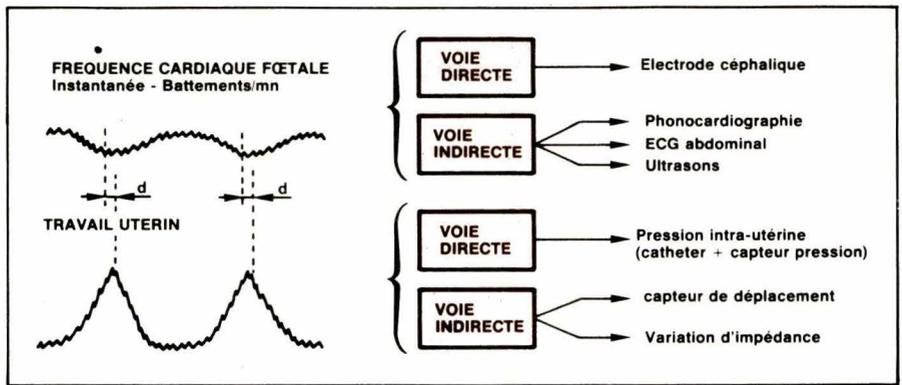


Fig. 1. — Moyens permettant de mesurer la fréquence cardiaque fœtale et le travail utérin.



Fig. 2. — Le tocotransducteur externe HP 15288A transmet les informations sur les contractions utérines maternelles par un procédé non invasif, tout en offrant à la mère la possibilité de circuler librement dans l'hôpital (doc. Hewlett Packard).

NOUVEAUX DIGITS FAIBLE ENCOMBREMENT



GRANDS DIGITS FAIBLE ENCOMBREMENT

- Quatre digits de 7 mm dans un boîtier de 10 x 32 x 6 mm.
- Economiques, robustes, compacts.
- Faible consommation :

DIGITS MONOLITHIQUES FAIBLE CONSOMMATION

- Moins de 1 milliwatt/s.
- Boîtiers 2, 3 et 4 digits scellés, compacts avec loupe.

TYPE	TAILLE	BOITIER	COULEUR
DL 4770	7 mm	4 digits	ROUGE
DLD 4770	7 mm	4 digits	ORANGE

TYPE	TAILLE	BOITIER	LONGUEUR
DL 330 M	2.8 mm	3 digits	15 mm
DL 340 M	2.8 mm	4 digits	20 mm
DL 440 M	3.8 mm	2 digits	15 mm
DL 430 M	3.8 mm	3 digits	23 mm

litronix
LE CHOIX LOGIQUE



B.P. N° 1
78420 Carrières-S/Seine
☎ : (3) 980.41.40

Ce montage donne le détail de la partie H.F. d'un émetteur réalisé pour une « citizen band ». Les étages de cet émetteur sont réalisés à l'aide de transistors à enrobage plastique que l'on trouve à bon marché et très facilement dans le commerce.

Il faut encore noter la simplicité de conception de l'ensemble qui ne comporte que trois étages montés en cascade (voir fig. 1) :

- a) Un étage oscillateur piloté par quartz 27 MHz.
- b) Un étage préamplificateur servant de séparateur entre l'étage oscillateur et l'étage de puissance afin d'obtenir une bonne stabilité en fréquence de l'oscillateur.
- c) Un étage de puissance final polarisé en classe D, ce qui permet un rendement élevé.

Emetteur H.F. pour la C.B.

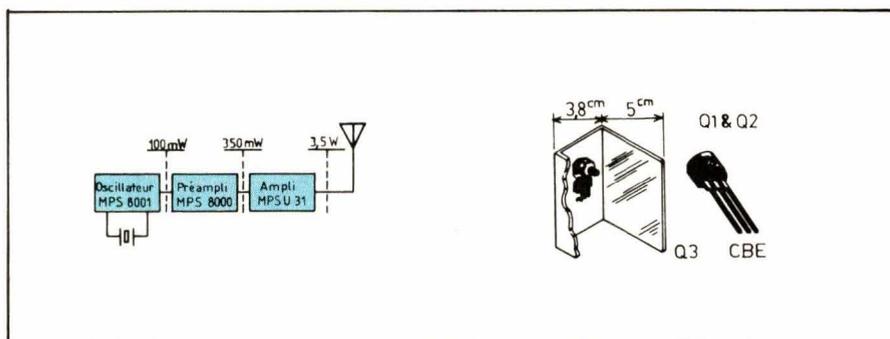


Fig. 1. - Fig. 2.

Caractéristiques et performances de l'émetteur

L'émetteur a été conçu pour fonctionner avec une tension d'alimentation continue de 13,6 V, ce qui signifie qu'il pourra normalement être monté pour usage sur une batterie automobile de 12 V.

L'émetteur HF est entièrement construit sur un circuit imprimé. L'étage de puissance (transistor Q₃) est monté sur une plaque métallique de refroidissement en U comme il est indiqué en **figure 2**.

Les performances essentielles sont les suivantes :

- Puissance HF en sortie : 3,5 W minimum.
- Puissance de sortie modulée que l'on peut atteindre : approximativement 2,5 W pour une modulation à 100 % soit un rendement typique de l'ordre de 70 %.

- Réjection de l'harmonique 2 : 37 dB typique.
- Réjection de l'harmonique 3 : 55 dB typique.

Circuit de modulation

Une caractéristique originale de cet émetteur HF est son système de modulation BF (voir **fig. 3**). Il est réalisé à l'aide d'une double diode (MSD6100) dont les éléments (D₁) et (D₂) sont montés tête-bêche en série dans l'alimentation.

La modulation est fractionnée à la fois sur les étages préamplificateur et ampli de puissance final afin de faciliter le pouvoir de modulation de la porteuse HF et d'atteindre aisément le taux 100 % de modulation. L'alimentation continue sur ces deux étages est modulée par la basse fréquence.

La diode (D₁) permet au préampli-

ificateur d'être uniquement modulé pendant les alternances HF positives.

La diode (D_2) empêche toute modulation de l'étage oscillateur assurant ainsi sa parfaite stabilité tout en amenant, à partir de la broche 1, la tension continue nécessaire au collecteur de l'étage préamplificateur MPS8000.

Par l'intermédiaire du transformateur L_2 , la base du transistor de puissance Q_3 reçoit les crêtes de tensions HF positives modulées BF.

Le transistor Q_3 de l'étage final, polarisé en classe D voit donc à la fois sa base et son collecteur modulés en basse fréquence pendant les alternances HF positives qui seront ensuite développées aux bornes de la self de charge HF de $3,9 \mu\text{H}$ et enfin transmises à l'antenne à travers le réseau en double π de filtrage des harmoniques.

Les bobinages

Un couplage classique par transformateur (L_1) est employé entre l'oscillateur et l'étage préamplificateur.

De la même manière le transformateur (L_2) couple l'étage préamplificateur et l'étage de puissance final.

Afin d'obtenir une bonne suppression d'harmoniques de la porteuse HF un réseau de filtrage en double π est formé des bobinages L_3 et L_4 et des capacités de 250 pF et 150 pF . Ce filtre est monté en tampon entre la sortie collecteur du transistor de puissance MPSU31 et l'attaque de l'antenne d'émission.

Les quatre bobinages sont visibles à la **figure 4**. Tous les mandrins, support des bobinages, ont un

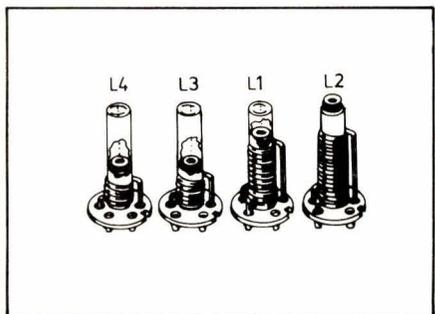


Fig. 4. – Pour L_1 et L_2 , le deuxième enroulement est au-dessus du premier, sans entrelacement.

diamètre intérieur fileté de $6,25 \text{ mm}$ et les noyaux de réglage sont en « carbonyl J » ($\varnothing = 6,25 \text{ mm} \times 9,4 \text{ mm}$ de long).

Tous les secondaires des transformateurs (L_1 et L_2) sont bobinés au

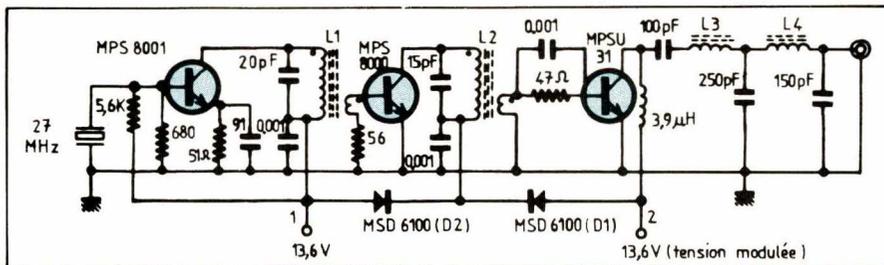


Fig. 3.

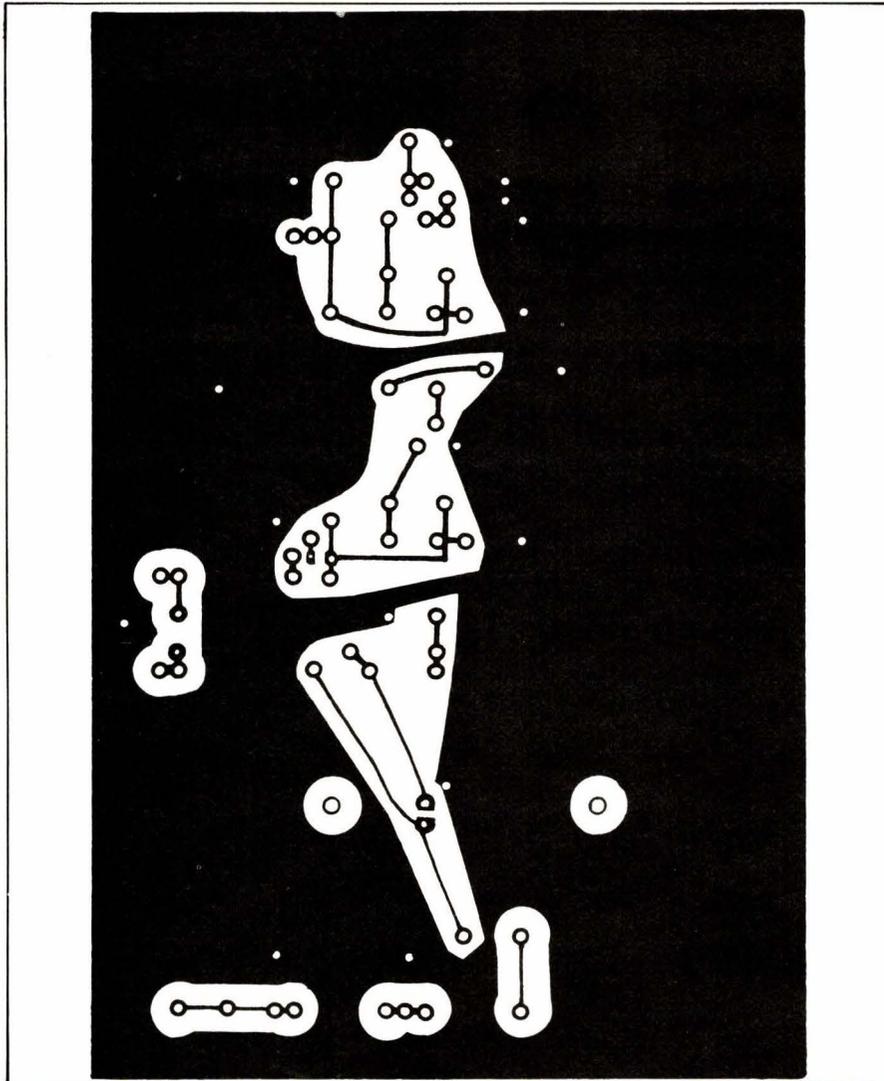


Fig. 5. – Le circuit imprimé.

pied et au-dessus des enroulements primaires.

Les points froids des bobinages sont disposés au pied des mandrins (côté circuit imprimé) et les enroulements primaire et secondaire sont bobinés dans le même sens.

L_1 – Primaire : 12 spires jointives. Secondaire : 2 spires jointives au-dessus des 2 premières des 12 spires du primaire (côté point froid).

L_2 – Primaire : 18 spires jointives. Secondaire : 2 spires jointives au-dessus des 2 premières des 18 spires jointives du primaire (côté point froid).

L_3 comporte 7 spires jointives et L_4 : 5 spires jointives.

On peut utiliser pour réaliser les bobinages du fil émaillé de $\varnothing = 25/100^e$ pour L_1 et L_2 et de $\varnothing = 50/100^e$ pour L_3 et L_4 .

Procédure de réglage

a) Brancher un oscilloscope à la sortie antenne de l'émetteur.

b) Avant d'effectuer tout réglage électrique, positionner les noyaux des bobines L_1 , L_2 , L_3 et L_4 dans leurs mandrins environ à mi-hauteur des bobinages.

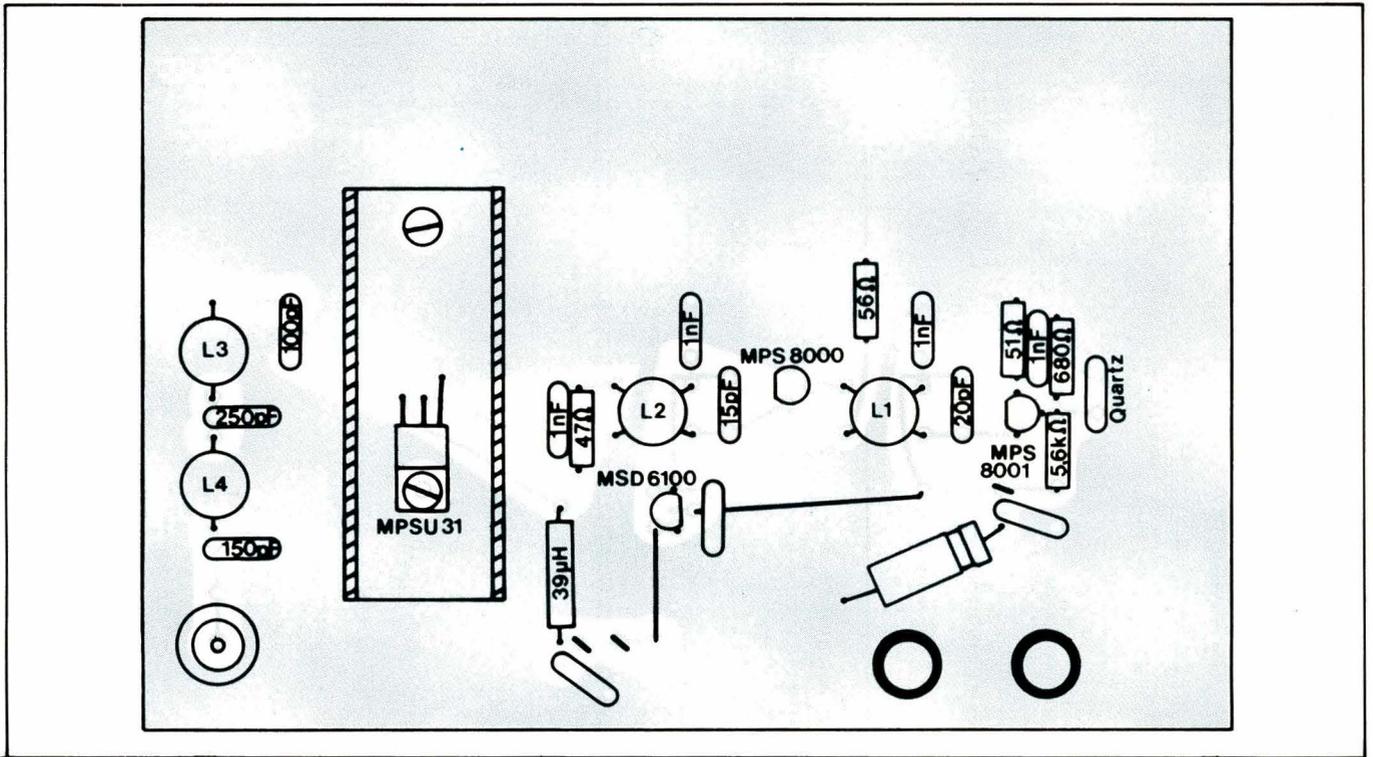


Fig. 6. – Le câblage du circuit.

c) Alimenter les broches 1 et 2 (schéma de câblage) à l'aide d'une alimentation continue de 13,6 V.

d) Commencer par accorder L_1 , en ajustant la position du noyau de telle sorte que l'étage pilote (oscillateur de la fig. 1) entre en oscillations.

Bien vérifier ensuite qu'en coupant, puis en remettant la tension d'alimentation 13,6 V le pilote génère immédiatement des oscillations et que celles-ci sont bien entretenues dans le temps, sinon, visser à nouveau d'un quart de tour le noyau dans le mandrin, puis recommencer l'opération précédente jusqu'à ce que l'oscillation soit prompte à démarrer et demeure stable.

e) Accorder ensuite dans l'ordre L_2 , puis L_3 et L_4 jusqu'à obtenir un maximum de puissance de sortie HF.

f) Appliquer maintenant sur la broche 2 une tension d'alimentation modulée à 400 Hz et ajuster cette modulation BF afin de lire sur l'écran de l'oscilloscope, branché à la sortie antenne, un taux de modulation approximatif de 100 %.

g) Réaccorder enfin L_2 , L_3 et L_4 à un maximum de puissance de sortie. Eviter une surmodulation à plus de 100 %.

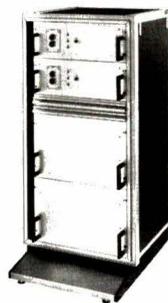
Votre émetteur HF « Citizen band » est maintenant réglé et prêt à fonctionner.

P. MELUSSON
Directeur Technique
de Motorola S/C Paris



mondial électronique

13, BOULEVARD GALLIENI, 94130 NOGENT-SUR-MARNE - TÉL. : 873 37-77



Alimentation de secours
Série économique
Puissance de 100 à 5.000 VA

**Convertisseur
continu - alternatif**
Sortie pseudo sinusoïdale



Type CERR
Puissance de 100 à 500 VA

Autres fabrications :

- Onduleurs - Chargeurs - Transformateurs
- Alimentations stabilisées - Tôlerie fine et industrielle.

SERVICE-LECTEURS N° 210

contrôle de processus industriel



sûr et rentable avec

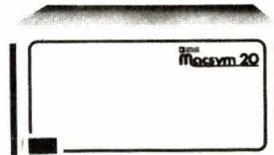
Macsym 2

- **Unité centrale: 16 bits en 4 tranches - 128 K RAM**
 - Acquisition et restitution
 - Traitement temps réel, à contexte multitâches
 - Unités de visualisation, de dialogue et de stockage intégrées,
- **Un logiciel orienté: MACBASIC**
 - Pour la mesure et le contrôle
- **Des périphériques performants**
 - Double floppy disk, avec système d'exploitation associé
 - Graphique, avec X BASIC



Macsym 20

- **Unité centrale: 8 bits - 48 K RAM-16 K EPROM**
- **En unité autonome:**
 - Pour acquérir, restituer, stocker
 - Pour traiter dans un contexte monotâche
- **En réseau:**
 - Pour soulager le calculateur central des tâches subalternes
 - Pour la gestion multipoints dans une configuration hiérarchisée



- **Un langage concis: command set**

- Instructions d'entrées-sorties
- Relations temporelles
- Réduction et stockage des données
- Opérateurs arithmétiques, logiques, relationnels

- **Les mêmes cartes d'entrées-sorties avec conditionnement intégral du signal**
- **La même modularité: de 16 à 256 voies extension à 3 856 voies**
- **La même facilité de communication inter-systèmes**

 **ANALOG
DEVICES**

SIÈGE SOCIAL
Silic 204
12, rue Le Corbusier
94518 RUNGIS CEDEX
Tél. (1) 687.34.11

AGENCE SUD-OUEST
281, route d'Espagne
31076 TOULOUSE CEDEX
Tél. (61) 41.11.81
.40.85.62

AGENCE EST/SUD-EST
25, avenue de Constantine
Immeuble «Le Polynôme»
38100 GRENOBLE
Tél. (76) 22.21.90

AGENCE OUEST
70, rue Anne-Marie Javouhey
B.P. 106
61003 ALENÇON CEDEX
Tél. (33) 26.07.61

SERVICE-LECTEURS N° 211

Toujours une carte d'avance.

L'électronique se développe dans tous les domaines en répondant aux besoins de miniaturisation des industriels. A ce titre, les cartes microprocesseurs intègrent chaque jour davantage de fonctions. Participant à cette évolution, Siemens propose aujourd'hui ses nouvelles cartes SMP. SMP, système de cartes micro-ordinateurs pour des applications professionnelles, offre l'avantage principal pour l'ingénieur de conception et de développement de présenter un grand nombre d'unités fonctionnelles.

Actuellement Siemens propose près de 70 modules SMP standards :

- 13 unités centrales équipées des processeurs 8080 A, 8085 A, ou 8082, de contrôleurs de DMA, de processeurs arithmétiques 9511, et de processeurs à virgules flottantes 9512 ; le tout jusqu'à une fréquence de base de 8 MHz.
- 14 cartes RAM et ROM/EPROM qui n'utilisent, d'une manière optimale, que la capacité mémoire nécessaire.
- 12 cartes d'entrée et de sortie analogiques et digitales.
- 12 systèmes de commande de périphériques spécifiques, floppy disk, imprimante thermique, cassette

magnétique, bus IEEE (CEI), clavier et affichage, etc.

- 14 systèmes logiciels puissants (Moniteurs, Basic, système d'exploitation en temps réels, handlers spécialisés).

- Nombreux éléments électriques et mécaniques ainsi que des moyens de tests pour compléter vos systèmes.

Tous ces produits subissent des contrôles de fin de fabrication sévères dont un vieillissement dynamique accéléré de 12 h à 70°C d'ambiance.



Toutes les notices d'utilisation des cartes SMP sont en français. Stocks et compétences en 8 points de France. (Liste de nos distributeurs sur demande). Pour toutes informations complémentaires, écrivez à Siemens S.A. B.P. 109, 93203 Saint-Denis Cedex 01, tél. 820.61.20.

**Cartes micro-ordinateurs SMP :
encore plus de fonctions dans moins d'espace.**

SECRE COMPOSANTS

parce que nous ne composons
pas avec la qualité

- Inductances
- Transformateurs
- Micro électronique hybride
- Lignes à retard
actives et passives
- Boîtes à décades

SÉCRÉ
COMPOSANTS

218, rue du Faubourg St-Martin 75010 Paris.
Tél. : 200.33.66. Télex : 220.169 F.

Dans la première partie de cet article, publiée dans notre précédent numéro (n° 16, pages 109 à 112), nous avons défini le but de cette étude : synthétiser sous forme numérique un filtre purement réactif dont on connaît la fonction de transfert. Nous avons rappelé les transformées utilisées pour ce type de synthèse, avec, comme point de départ, le théorème de Shannon.

Dans cette deuxième et dernière partie, nous allons nous intéresser aux transformations numériques des filtres en échelle qui nous amèneront à l'utilisation de la « matrice de répartition ».

Transformations numériques des filtres en échelle

Deuxième partie

Impossibilité d'une transformation classique

Considérons une fonction de transfert dont la synthèse, sous forme de structure en échelle, a été préalablement réalisée.

Deux cellules fondamentales sont alors présentes en cascade dans la réalisation analogique du filtre : ces deux cellules sont représentées aux figures 1 et 2.

Les équations caractérisant ces deux cellules sont :

– Pour la première :

$$V_1 = V_2 + Z \cdot I_2$$

$$I_1 = I_2$$

– Pour la seconde :

$$V_1 = V_2$$

$$I_1 = I_2 + Y \cdot V_2$$

Chacune des deux cellules peut alors être représentée par les diagrammes de fluence des figures 3 et 4, de façon que la mise en cascade des deux structures élémentaires nous amène au graphe de fluence de la figure 5.

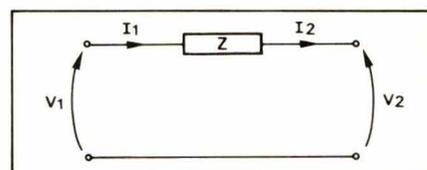


Fig. 1

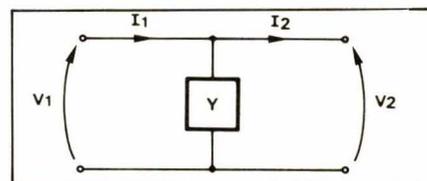


Fig. 2

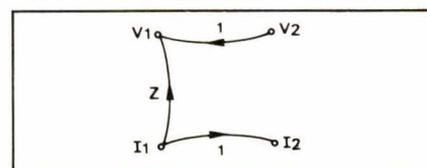


Fig. 3

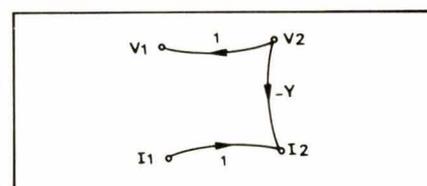


Fig. 4

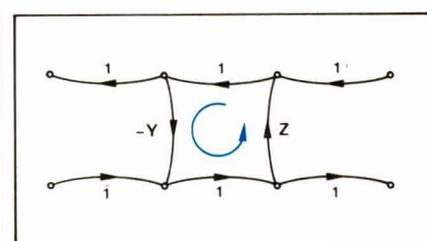


Fig. 5

Comme l'indique la **figure 5**, le graphe possède une boucle dont la programmation est impossible comme nous allons le voir.

En effet, supposons que l'impédance Z soit une inductance ($Z = L.s$) et que l'admittance Y soit une capacité ($Y = c.s$) ; en appliquant alors la transformée bilinéaire :

$$s \rightarrow \frac{z-1}{z+1}$$

dont le graphe est représenté **figure 6**, nous voyons qu'il existe un chemin possible ne contenant aucun retard. Or, une boucle dont on peut extraire un chemin sans retard n'est pas programmable.

La digitilisation directe d'un tel réseau en échelle utilisant les paramètres V et I est donc impossible. Cependant, l'utilisation de la transformée bilinéaire nous met sur la voie de l'utilisation d'autres paramètres : en effet,

$$s \rightarrow \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad \text{implique} \quad z^{-1} = \frac{1-s}{1+s} = \frac{\frac{1}{s}-1}{\frac{1}{s}+1}$$

qui est le coefficient de réflexion d'une capacité.

Cette remarque nous amène à l'utilisation de la matrice de répartition du réseau.

Utilisation de la matrice de répartition

Considérons le quadripôle N , purement réactif représenté **figure 7** :

Le quadripôle N peut alors être décrit par ses coefficients de répartition. A_1 et A_2 représentent les ondes incidentes, ou entrantes, B_1 et B_2 représentent les ondes réfléchies, ou sortantes, et ces coefficients sont reliés aux coefficients V et I par les relations :

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ B_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R_1 \\ 1 & -R_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} A_2 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R_2 \\ 1 & -R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Et en décrivant alors le réseau par sa matrice de chaîne, définie par la relation :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = (T) \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Ainsi, la relation entre les nouveaux coefficients devient :

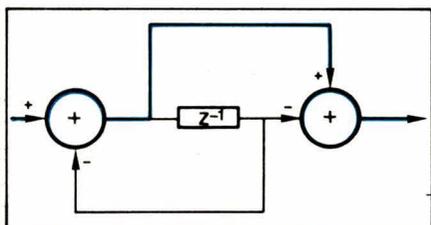


Fig. 6

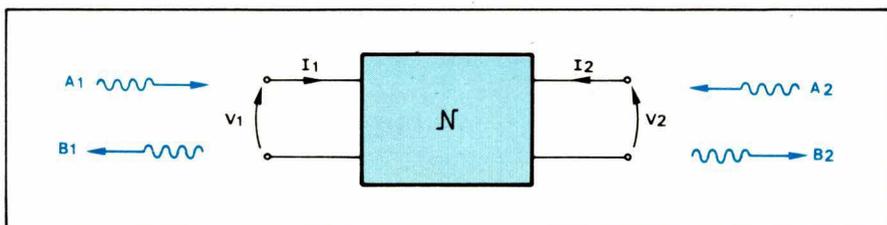


Fig. 7

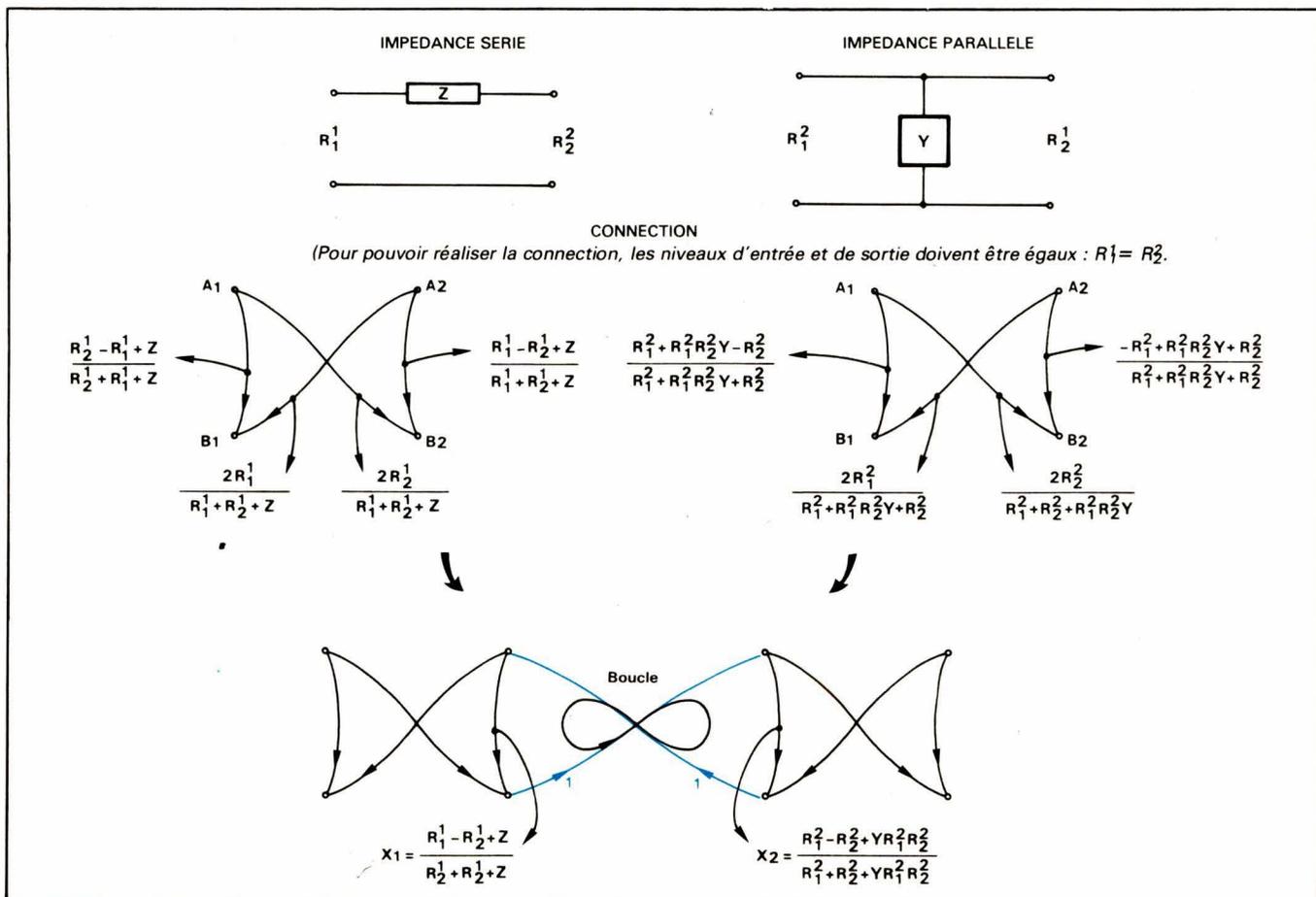


Fig. 8

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ B_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R_1 \\ 1 - R_1 & \end{pmatrix} (T) \begin{pmatrix} 1 & R_2 \\ 1 - R_2 & \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} A_2 \\ B_2 \end{pmatrix}$$

Nous allons alors, de la même manière que précédemment, étudier la numérisation d'une telle structure.

La première étape est de représenter le réseau par son graphe de fluence en fonction des nouvelles variables. Comme précédemment, nous étudions les deux cellules élémentaires du réseau en échelle : l'impédance série, et l'admittance parallèle.

– Impédance série : $(T) = \begin{pmatrix} 1 - Z \\ 0 - 1 \end{pmatrix}$ implique alors

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ B_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \\ 2 \cdot R_2 & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_2 - R_1 - Z \\ R_2 + R_1 - Z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_2 + R_1 + Z \\ R_2 - R_1 + Z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_2 \\ B_2 \end{pmatrix}$$

– Admittance parallèle : $(T) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & -1 \end{pmatrix}$ implique

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ B_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \\ 2 \cdot R_2 & \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_2 - R_1 + YR_1R_2 \\ R_2 + R_1 - YR_1R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_2 + R_1 + YR_1R_2 \\ R_2 - R_1 - YR_1R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_2 \\ B_2 \end{pmatrix}$$

Ces dernières équations peuvent alors être synthétisées sous forme des graphes de fluence de la **figure 8**.

Une boucle du même type que celle de la précédente étude est alors présente, mais la venue des nouvelles variables R_1 et R_2 permet de résoudre cette fois le problème de la programmation de cette boucle :

Les paramètres $R_1^1, R_2^1, R_1^2, R_2^2$ peuvent être choisis librement, mais doivent satisfaire les contraintes suivantes :

- Condition d'adaptation : $R_2^1 = R_1^2$
- Condition de programmation des boucles lors de la mise en chaîne de deux cellules élémentaires.

Cette dernière condition s'énonce sous la forme suivante : il ne doit pas exister dans la boucle, de chemin sans retard. Nous pouvons alors écrire cette condition :

$$\text{soit } \chi_1 = z^{-1} \times F_1(z)$$

$$\text{soit } \chi_2 = z^{-1} \times F_2(z)$$

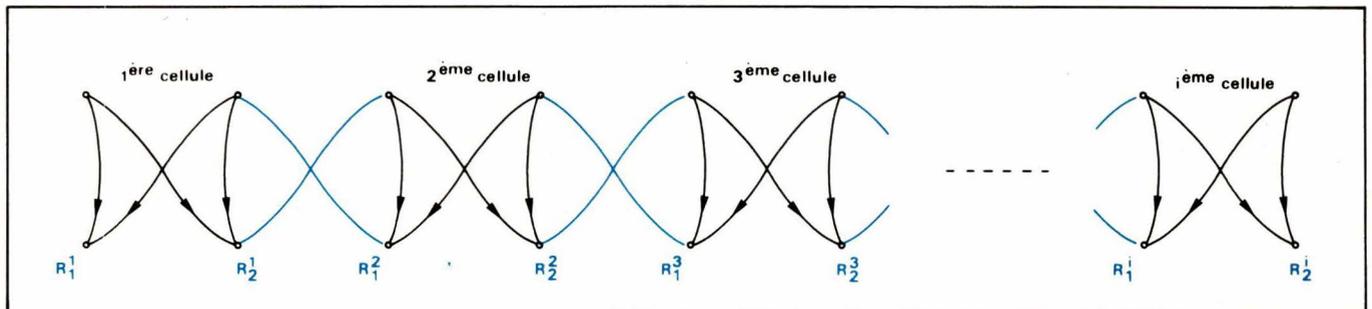


Fig. 9

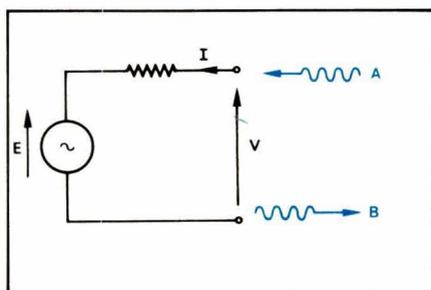


Fig. 10

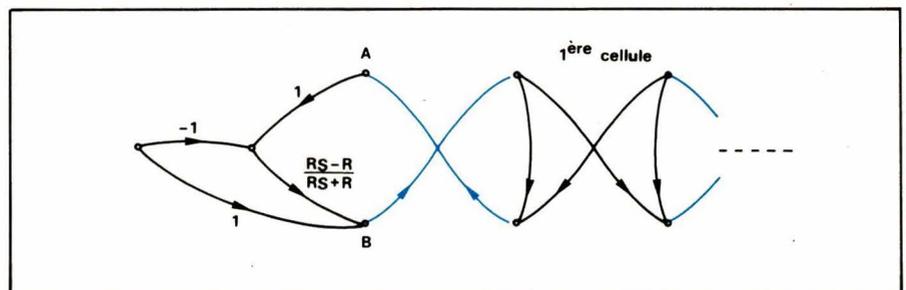


Fig. 11

c'est-à-dire que la condition de programmation des boucles s'écrit alors :

$$R_1^1 + Z(s = 1) - R_2^1 = 0 \quad (1)$$

$$\text{ou } R_1^2 + R_1^2 R_2^2 Y(s = 1) - R_2^2 = 0$$

Notons que $s = 1$ est équivalent à $z^{-1} = 0$ pour la structure numérique.

Supposons par exemple que nous choisissons R_1^1 ; si nous optons pour la condition (1), R_2^1 est fixée. La condition d'adaptation fixe alors la résistance R_2^2 . Si ensuite nous considérons la relation (1) écrite pour la seconde cellule, la connaissance de R_1^2 fixe la valeur de R_2^2 .

Ainsi, si nous avons à réaliser la numérisation d'une chaîne de cellules du type « impédance série » et « admittance shunt », il nous suffit de fixer la première valeur R_1^1 pour que toutes les autres valeurs R_i soient automatiquement déterminées (**fig. 9**).

Le réseau en échelle étant à synthétiser entre un générateur d'impédance interne R_s et une charge d'impédance R_c , il nous reste à résoudre le problème des terminaisons :

Côté générateur : (**fig. 10**)

Nous pouvons écrire alors les relations :

$$\begin{cases} A = V + IR = E + I(R_s + R) \\ B = V - IR = E + I(R_s - R) \end{cases}$$

et donc :

$$B = E + (A - E) \frac{R_s - R}{R_s + R}$$

qui peut alors être programmé sous la forme suivante (**fig. 11**) où la résistance R est choisie de façon que la première boucle soit programmable. Si nous choisissons $R_s = R$, alors la première boucle est ouverte et le problème de la programmation est résolu. L'adaptation de la source au réseau en échelle s'exprime alors par

$$R = R_1^1$$

et les résistances R_i du réseau sont alors entièrement déduites de la valeur R_1^1 .

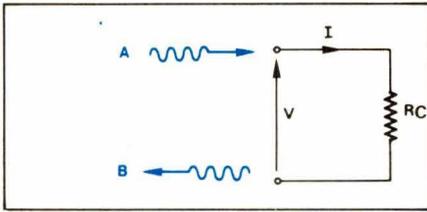


Fig. 12

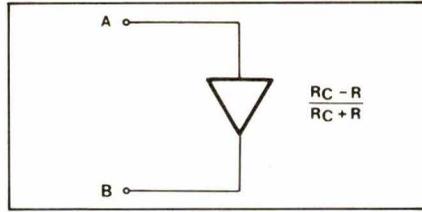


Fig. 13

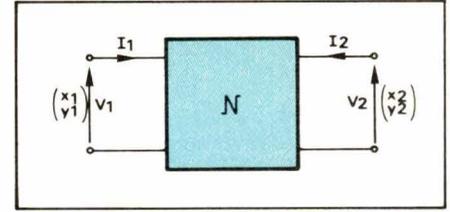


Fig. 14

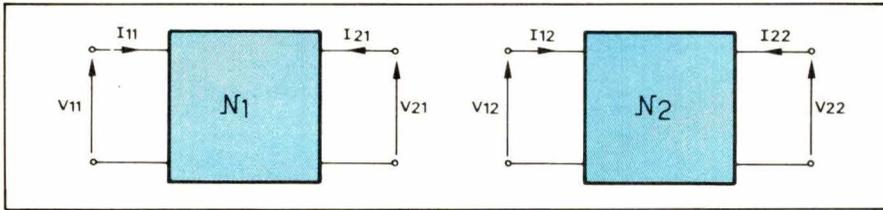


Fig. 15

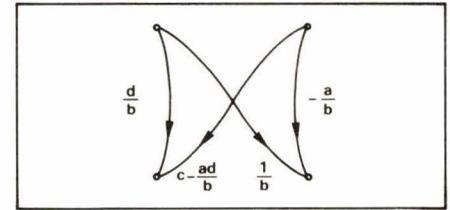


Fig. 16

Côté charge (fig. 12) :

Les relations $A = V + IR$

$B = V - IR$

impliquent : $\frac{B}{A} = \frac{R_c - R}{R_c + R}$

et la numérisation de cette structure se traduit alors par le schéma de la **figure 13**.

Si la synthèse a été réalisée en choisissant la résistance de source, alors la résistance de charge est fixée uniquement par les conditions d'adaptation.

Nous avons donc réalisé la numérisation d'une structure analogique en échelle par l'introduction de degrés de liberté dans le problème initial. Il suffit maintenant d'appliquer la transformée bilinéaire pour programmer pratiquement le filtre.

Cependant, nous voyons que la structure n'a qu'un degré de liberté et, pour cette raison, la simulation du filtre n'est pas optimale. Nous allons donc étudier une généralisation du procédé par les transformations linéaires.

Méthodes introduites par les transformations linéaires

Les méthodes apportées par les transformations linéaires permettent une optimisation du précédent procédé : la méthode consiste en l'introduction pour le quadripôle purement réactif de la **figure 14**, de nouvelles variables d'entrée et de sortie

$\begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix}$ et $\begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix}$

définies par les relations linéaires suivantes :

$\begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} = a_{11} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}$

$\begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix} = a_{21} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$

où a_{11} et a_{21} sont deux matrices régulières.

De la même manière que précédemment, les deux conditions fondamentales de réalisation numérique de la structure en échelle sont :

- la condition d'adaptation,
- la condition de programmation des boucles.

Considérons alors deux cellules consécutives de la structure en échelle représentées en **fig. 15** :

avec les conditions d'adaptation :

$$V_2^1 = V_2^2 \text{ et } I_1^2 = -I_2^1$$

Nous avons alors les transformations linéaires suivantes :

$$\begin{pmatrix} x_1^1 \\ y_1^1 \end{pmatrix} = a_{11} \begin{pmatrix} V_1^1 \\ I_1^1 \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} x_2^1 \\ y_2^1 \end{pmatrix} = a_{21} \begin{pmatrix} V_2^1 \\ I_2^1 \end{pmatrix}$$

et donc

$$\begin{pmatrix} x_1^1 \\ y_1^1 \end{pmatrix} = a_{11} T a_{21}^{-1} \begin{pmatrix} x_2^2 \\ y_2^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_2^2 \\ y_2^2 \end{pmatrix}$$

Le diagramme de fluence de la cellule élémentaire devient alors le diagramme de la **figure 16** :

La condition d'adaptation s'exprime alors sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} V_2^1 \\ I_2^1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2^2 \\ I_2^2 \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow a_{21}^{-1} \begin{pmatrix} x_2^1 \\ y_2^1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} a_{12} \begin{pmatrix} x_1^2 \\ y_1^2 \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} x_2^1 \\ y_2^1 \end{pmatrix} = a_{21} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} a_{12}^{-1} \begin{pmatrix} x_1^2 \\ y_1^2 \end{pmatrix}$$

Si nous étudions alors la mise en chaîne de deux cellules élémentaires du filtre, nous avons alors la structure de la **figure 17**.

La condition d'adaptation s'écrit alors :

$$a_{21} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} a_{12}^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Quant à la condition de programmation des boucles, elle s'exprime sous la forme :

$$a = 0 \text{ pour } s = 1 \text{ (c'est-à-dire } z^{-1} = 0) \quad (2)$$

$$\text{ou } c = 0 \text{ pour } s = 1 \text{ (ou } z^{-1} = 0)$$

Ces conditions sont les seules contraintes introduites sur les coefficients des matrices des transformations linéaires.

Si nous considérons la cascade de deux cellules élémentaires, les matrices régulières a_{11} a_{21} a_{12} a_{22} introduisent 16 coefficients. La relation (1) en fixe quatre et la relation (2) en fixe un. Donc, le problème garde onze degrés de liberté ! Le choix des coefficients doit alors être réalisé de façon que la complexité de la structure passe dans la transformation, c'est-à-dire dans les matrices a_{11} , a_{12} , a_{21} , a_{22} , et pas dans la réalisation, c'est-à-dire dans la matrice $\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$

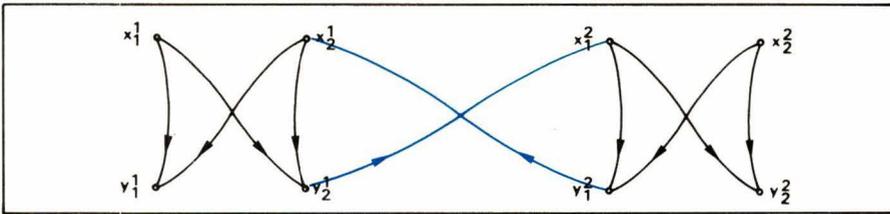


Fig. 17

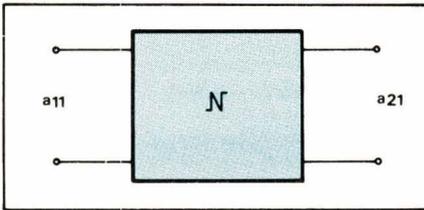


Fig. 18

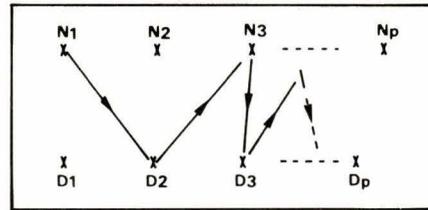


Fig. 19

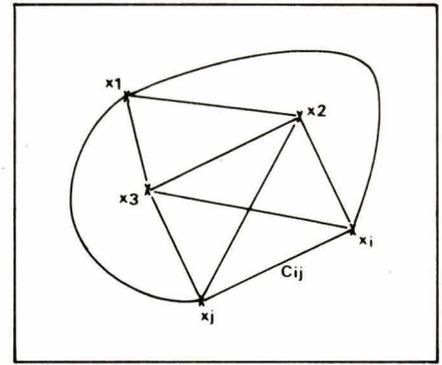


Fig. 20

Note : Retour aux coefficients de répartition

Une condition supplémentaire qu'il est souvent utile d'ajouter est une contrainte cyclique sur le réseau : en effet, il est souvent intéressant de pouvoir mettre en cascade deux mêmes structures, ayant réalisé la condition d'adaptation entre la sortie de la première et l'entrée de la deuxième.

Etudions alors les répercussions d'une telle contrainte, si nous l'imposons sur une seule cellule du réseau, représentée **figure 18** :

La contrainte d'adaptation cyclique s'exprime alors sous la forme :

$$a_{21} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} a_{12}^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

ce qui implique alors que si nous notons $a_{21} = \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{pmatrix}$

alors le calcul nous conduit à : $a_{11} = \begin{pmatrix} \gamma - \delta \\ \alpha - \beta \end{pmatrix}$

En imposant alors : $\alpha = \gamma$
 $\beta = -\delta$

nous obtenons

$$a_{11} = a_{21} = \begin{pmatrix} \alpha - \beta \\ \alpha - \beta \end{pmatrix} = \alpha \begin{pmatrix} 1 & R \\ 1 & -R \end{pmatrix}$$

qui est la matrice de la transformation linéaire obtenue par l'utilisation des coefficients de répartition du réseau.

Nous voyons donc que la méthode étudiée en début d'article n'est qu'un cas particulier de la méthode des transformations linéaires. C'est une transformation linéaire cyclique d'ordre 1.

Soulignons de nouveau le fait que la complexité du problème doit entrer **dans la transformation** seulement et que les coefficients variables doivent être choisis de façon que la matrice de la réalisation

$$\begin{matrix} a & b \\ c & d \end{matrix}$$

doit être la plus simple possible.

Relation avec la théorie des graphes

Cette approche du filtrage numérique par l'utilisation des transformées linéaires a été introduite récemment, dans le cadre de la synthèse numérique de filtres analo-

giques purement réactifs de référence. Leur avantage est de réagir comme des circuits passifs, même en tenant compte des effets non linéaires résultant de la troncature des mots binaires traités par le filtre, et du bruit dû à l'arrondi des coefficients du filtre. Pour ces raisons, les filtres ainsi obtenus sont particulièrement adaptés aux applications dans les domaines de communication.

Le principe de ces filtres peut d'autre part être étendu au domaine du filtrage multidimensionnel où leur stabilité est une des propriétés prédominantes, qui les rendent préférables à d'autres structures numériques. Rappelons que le filtrage multidimensionnel trouve une de ses applications les plus importantes dans le traitement des images (Scanners, etc.).

Cependant, dans la réalisation des filtres de transformée linéaire, l'ordre de chaque étage de la structure en échelle devient très important, des questions de bruit (gain le plus important au premier étage de la structure) et de gamme dynamique (pôles et zéros de la fonction de transfert rangés deux par deux, chaque couple pôle-zéro étant tel que le pôle et le zéro soient le plus près possible l'un de l'autre) nous guident vers une approche algorithmique du problème. Si nous supposons que la fonction de transfert du filtre peut s'écrire sous la forme :

$$H(z) = \frac{N_1(z) \cdot N_2(z) \cdot \dots \cdot N_p(z)}{D_1(z) \cdot D_2(z) \cdot \dots \cdot D_q(z)}$$

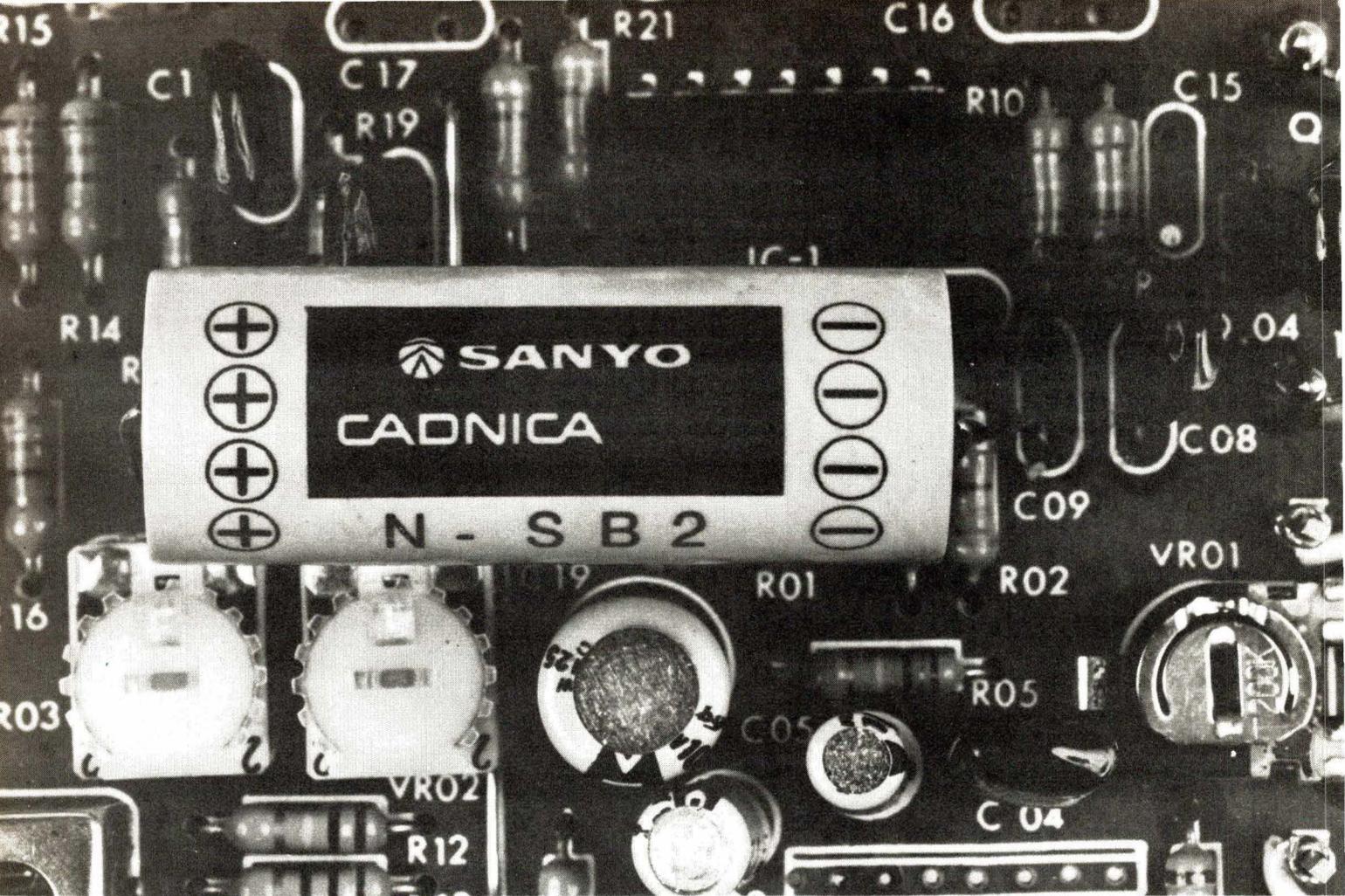
Nous pouvons alors ranger les numérateurs et dénominateurs de la manière montrée à la **figure 19**.

Et le problème peut alors s'énoncer de la manière suivante : trouver un chemin optimal passant par chaque numérateur et chaque dénominateur une et une seule fois. Ce problème est un problème dont la solution est connue d'une manière algorithmique en théorie des graphes. C'est le problème des chemins hamiltoniens (*). Les algorithmes peuvent être étudiés en (réf. 1).

P.Y. Chaltiel

(* Soit un graphe contenant N nœuds entièrement connectés par un réseau de branche. Chaque branche a un poids C_{ij} . (fig. 20). Le problème consiste à trouver le plus court chemin passant par chaque nœud 1 et 1 seule fois : ce problème est relié aux problèmes topologiques des couleurs et des sept ponts de Königsberg.

(Réf. 1) Christofedes. Graph Theory : the travelling salesman problem.



Accumulateurs CdNi et piles au lithium SANYO : la protection la plus fiable pour les mémoires.

Idéaux notamment pour protéger tous les types de mémoires, les accumulateurs au cadmium-nickel et les piles au lithium SANYO sont aussi appropriés pour répondre à tous les problèmes d'alimentation de l'industrie électronique.

Les accumulateurs au cadmium-nickel SANYO : ils sont rechargeables en charge rapide, normale ou floating.

Entièrement constitués d'éléments spiralés à électrodes frittées, ils sont exceptionnellement fiables et supportent des températures d'utilisation de -20°C à $+60^{\circ}\text{C}$. Grâce à leur courant de fuite très faible, leur durée de vie est particulièrement longue.

La gamme est très étendue (75 mAh à 10.000 mAh, tension 1,2 V) et tous les accumulateurs peuvent être groupés en

batteries sur demande (par cerclage, sous gaine thermo-rétractable, en tube ou sous boîtier plastique).

Dans cette gamme, les batteries SANYO cadnica backup NSB2 et NSB3 ont été spécialement conçues pour être implantées sur les circuits imprimés (tension 2,4 V et 3,6 V) comme n'importe quel autre composant.

Les piles au lithium-manganèse SANYO : elles se caractérisent par leur très longue durée de vie (plus de 10 ans) et leur très forte densité d'énergie pour un encombrement minimum.

Elles supportent aussi des températures d'utilisation de -20°C à $+60^{\circ}\text{C}$.

La gamme actuelle va de 30 à 1.000 mAh pour une tension de 3 V et toutes les piles sont livrables nues, avec cosses ou assem-

blées sur demande pour obtenir des tensions multiples de 3 V.

Salon des composants électroniques
stand n° 57 - Bâtiment 1 - Allée 7



SANYO

Distribué et garanti par SANYO FRANCE
8, avenue Léon-Harmel - 92167 ANTONY CEDEX
Tél. : 666.21.67 - Telex 201.139



Pour recevoir une documentation gratuite :

Nom _____

Adresse _____

Documentation sur (cocher la case correspondante) :

Les accumulateurs au cadmium nickel _____

Les piles au lithium _____

la précision du geste
dépend aussi
de l'outil.



fabricant français d'outillage
électronique et électrique

B.P 5 - 63880 Olliergues - France - Tél. 73/95.51.38
catalogue et liste de fournisseurs sur simple envoi de votre carte de visite.

LA STRUCTURE DE LA MATIERE

Les études sur la structure de la matière corpusculaire sont de celles qui ont subi le plus d'évolutions au cours des dernières années, au point de remettre en cause nombre de postulats scientifiques. Parallèlement, les moyens d'investigation dont se dotent les physiciens deviennent de plus en plus sophistiqués et exigent des investissements de plus en plus lourds. Témoins les efforts sans précédents dont une organisation comme le C.E.R.N. a su faire preuve. Notre précédent article a abordé (« Electronique Applications » n° 16) le cas des accélérateurs de particules : cyclotrons et synchrotrons. Il se poursuit ici par l'étude des « anneaux » de stockage et de collisions : à électrons, électrons-positons et protons.

Les particules arrivent donc dans une enceinte vide d'air, matérialisée par un tube annulaire en acier inoxydable de 2 mm d'épaisseur et de section elliptique de 14 x 7 cm. D'un diamètre de 200 mètres, la trajectoire représente un parcours de 628 mètres. Le vide est entretenu par 132 pompes ioniques qui maintiennent en permanence une dépression d'environ 10^{-7} torr (fig. 11).

Injecté dans cette enceinte, le faisceau de particules est repris par 10 stations accélératrices réparties sur le pourtour de l'enceinte à vide. A chaque tour, dans l'enceinte à vide, les protons subissent une accélération qui augmente leur énergie cinétique de 80 keV. Par conséquent, le champ électrique alternatif doit être en résonance avec la fréquence de rotation des particules. Le cycle d'accélération s'effectue entre 0,7 et une seconde et la vitesse des particules atteint presque celle de la lumière.

Le maintien des protons sur une orbite de 200 mètres de diamètre nécessite l'emploi d'un électro-aimant de structure annulaire comprenant 100 unités magnétiques. Chacune d'elles étant composée d'un demi-secteur focalisant et d'un demi-secteur défocalisant, assemblés d'une manière rigide. Des espaces sans champ sont intercalés entre les unités. Les écarts qui se produisent dans la courbure de la trajectoire par rapport à sa forme idéale peuvent être corrigés au moyen de lentilles magnétiques et d'enroulements polaires. Ces unités magnétiques reposent sur un châssis en acier prenant appui, à l'aide d'un système de vérins, sur une poutre de béton armé. Celle-ci repose à son tour sur des piliers enfoncés dans la roche sous-jacente au terrain (fig. 12).

La construction du synchrotron à protons du CERN a posé des problèmes très particuliers. Nous venons de voir que la courbure de la trajectoire

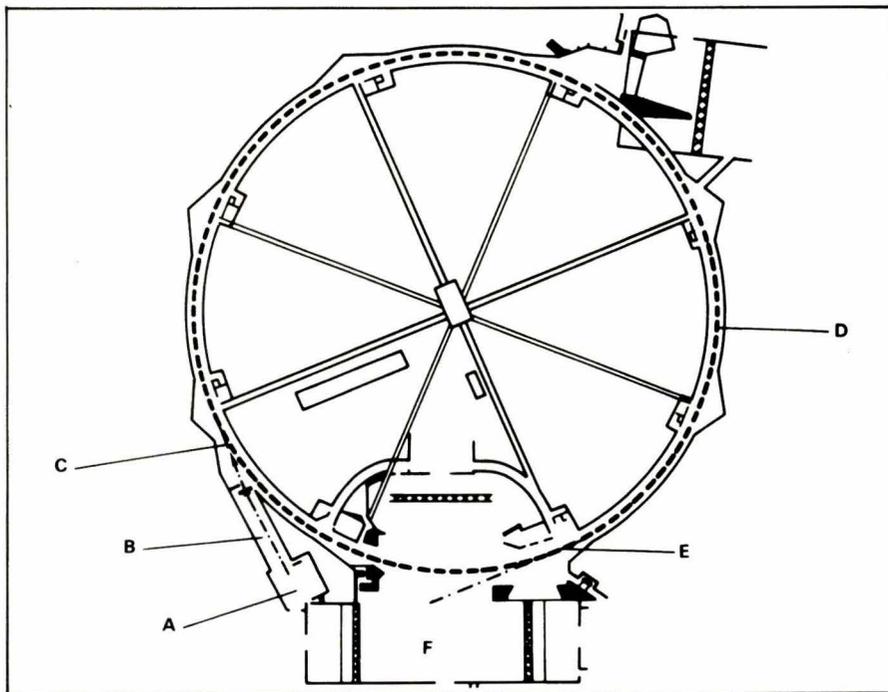


Fig. 11. — Plan général du synchrotron à protons de 28 GeV :

- A Source de protons et accélérateur de Cockroft-Walton.
- B Accélérateur linéaire (linac.).
- C Dispositif d'injection.
- D Unités magnétiques, enceinte à vide.
- E Dispositif d'éjection.
- F Salles d'expériences groupant les appareils de mesure.

est obtenue par un champ magnétique ; or, il existe une relation entre le rayon de courbure R d'une particule de masse m, de vitesse v et de charge e dans un champ magnétique B, telle que :

$$R = m v / e B$$

Ainsi, si la vitesse des particules augmente ou si leur énergie est de plus en plus grande, le rayon de courbure change de valeur. Pour des protons de 25 GeV, on arrive à un diamètre d'orbite d'au moins 100 mètres. Comme il n'est pas possible de créer un champ magnétique sur tout le pourtour de la trajectoire circulaire et comme il n'est pas utile d'avoir un champ dont la distribution soit homogène, on peut donc prendre un diamè-

tre plus grand, et l'on a choisi un diamètre de 200 mètres avec un rayon de courbure dans le champ magnétique de 70 mètres. Cela implique évidemment un champ fractionné, et c'est pourquoi il y a 100 unités magnétiques réparties sur la circonférence.

Avec des dimensions aussi considérables, il n'était pas question d'installer un tel appareil dans un hall comme c'est le cas des autres appareils de ce type, de plus petites puissances. Au CERN, c'est dans un tunnel souterrain aménagé à cet effet que furent installées les unités magnétiques qui jalonnent l'enceinte à vide. Cette disposition résout du même coup le problème de la protection contre les radiations produites par la machine en fonctionnement.

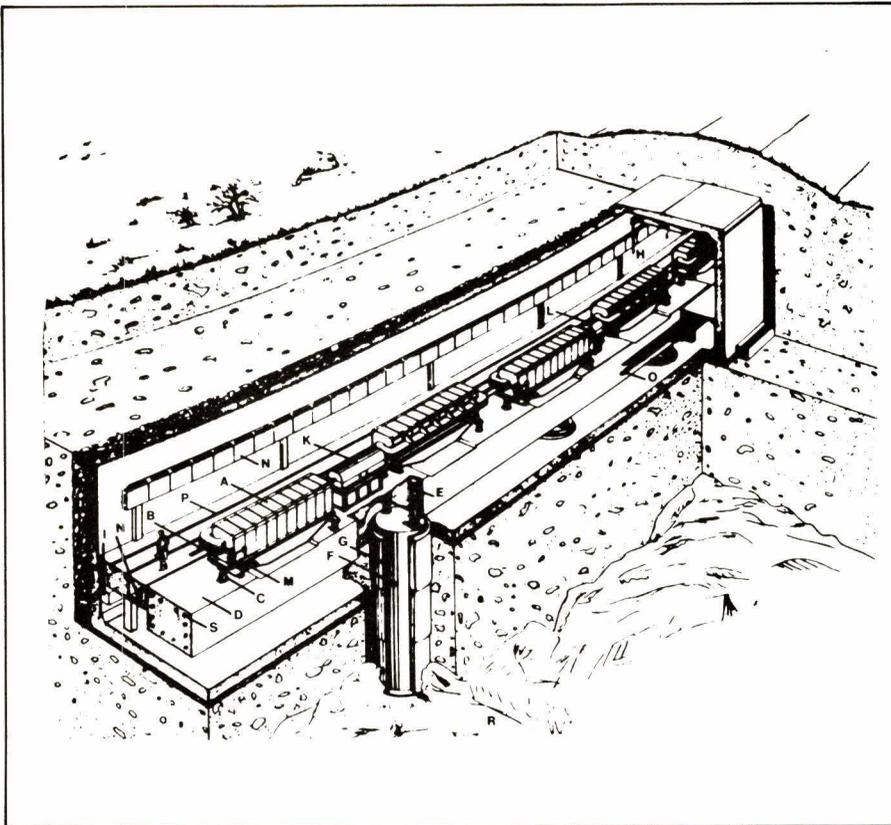


Fig. 12. — Coupe et vue en perspective du tunnel contenant le synchrotron à protons de 28 GeV. On a : A aimant, B chambre à vide, C vérin, D socle annulaire en béton, E colonnes support souples, F colonnes support en béton dans le roc, G bitume, H pont roulant, I ventilation, J accélérateur HF, K lentille, L pompe à vide, M câbles électriques, N tuyauterie d'eau pour aimant, P rails, Q terre meuble, R roc, S contrôle de la température du béton.

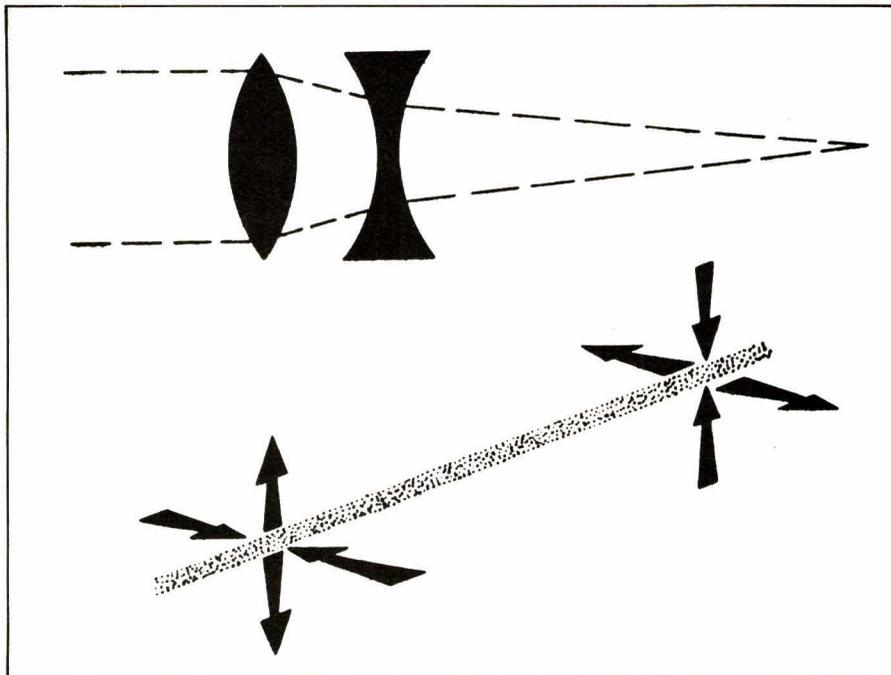


Fig. 13. — Principe optique et transposition électrique de la focalisation à gradient alterné.

Les particules étant obligées de tourner en rond plusieurs centaines de milliers de fois sur un diamètre de 200 mètres et en une seconde, il est évident qu'un dispositif de guidage doit intervenir pour maintenir les particules sur une orbite dite d'équilibre. Dès qu'une particule s'écarte de cette orbite, elle est soumise à des forces de rappel qui tendent à la ramener sur

l'orbite. Plus ces forces sont grandes et plus le faisceau est concentré vers l'orbite d'équilibre. C'est le champ magnétique lui-même qui engendre ces forces de rappel ; comme elles sont élevées, on réduit l'espace nécessaire à la circulation du faisceau de particules et, par voie de conséquence, on réduit l'entrefer des électro-aimants, d'où une diminution de poids et de la puis-

sance nécessaire pour les alimenter.

Les équations de Maxwell nous enseignent que l'augmentation des forces de rappel dans une direction (radiale par exemple) entraîne une diminution dans l'autre (verticale) ; c'est donc par un compromis que l'on arrive à focaliser les particules autour de l'orbite. Il était donc intéressant de chercher à se libérer des équations de Maxwell pour diminuer l'importance de l'appareillage nécessaire au maintien des particules sur leur orbite d'équilibre. On est arrivé à un résultat en divisant la circonférence de l'orbite en secteurs alternativement focalisants et défocalisants, un secteur focalisant verticalement étant défocalisant radialement et inversement ; ainsi, l'intensité de focalisation était multipliée plusieurs dizaines de fois.

Le principe de la focalisation à gradient alterné, exposé pour la première fois par un grec, N. Christofilos, fut redécouvert par E.E. Courant, M.S. Livingstone et H.S. Snyder (1952). Une analogie optique montre que la combinaison d'une lentille convergente et d'une lentille divergente de même focale correspond à une lentille convergente (fig. 13). Dans la transposition électrique, on intervient d'une façon analogue en focalisant alternativement dans une direction puis dans l'autre ; les particules zigzaguent légèrement sur leur trajectoire, donnant aux forces de rappel une énergie plus importante, de telle sorte que l'orbite ne dévie au maximum que de 1 cm dans le plan horizontal et de quelques millimètres dans le plan vertical. Avec une enceinte à vide de 200 mètres de diamètre, une section elliptique de 14 x 7 cm est suffisante, d'où un entrefer de l'aimant plus réduit.

Dans un synchrotron, les particules se déplacent sur une orbite de rayon moyen fixe ; pour les maintenir au centre de la chambre à vide durant tout le cycle d'accélération, il est donc nécessaire de synchroniser avec beaucoup de précision la fréquence de la tension accélératrice et la montée du champ magnétique. Pour une très légère variation de la fréquence, on assiste à un déplacement de la trajectoire par rapport à l'orbite moyenne : il est donc indispensable de corriger cette fréquence pour ramener la trajectoire dans la moyenne. Pour une même déviation de la trajectoire, les écarts de fréquence ne sont pas les mêmes suivant l'énergie cinétique des protons.

Les faisceaux de particules à haute énergie, produits par le synchrotron, peuvent être utilisés selon deux méthodes générales :

● **Frapper des cibles dans l'enceinte à vide elle-même.** C'est cette méthode qui fut la première

employée; le faisceau primaire, celui qui circule dans l'enclenche à vide, frappe une cible qui coupe subitement le faisceau. Les mécanismes utilisés à cet effet permettent de dresser la cible dans la trajectoire du faisceau en l'espace de 20 ms et l'y maintenir pendant des durées de 10 à 300 ms.

● **Etre extrait de la chambre à vide, et frapper des cibles dans des salles d'expériences.** Dans ce cas, tout un appareillage d'éjection et de transport du faisceau doit précéder les compteurs, chambres à bulles et autres appareils de détection.

Cette description sommaire du synchrotron permet de se rendre compte de la complexité d'une telle machine.

Les anneaux de stockage et de collision

Dans la course aux hautes énergies, une autre solution s'offre aux physiciens. En effet, dans un accélérateur, les particules en mouvement (projectiles) viennent frapper des particules au repos (cible), pourquoi alors ne pas utiliser des particules en mouvement pour bombarder d'autres particules également en mouvement, mais de sens opposé. Examinons, en fait, ce qui se passe. Les grands accélérateurs de particules délivrent des énergies très importantes qui, en réalité, sont très mal employées. Ainsi, le synchrotron à protons du CERN fournit des protons de 28 GeV. Lorsque l'un de ceux-ci heurte un proton de la cible la réaction ne met en jeu qu'une énergie de 7 GeV. Il y a donc une quantité énorme d'énergie de perdue, sous forme d'énergie de mouvement, bien que la loi de la conservation de la quantité de mouvement soit respectée. Cette perte est d'ailleurs proportionnelle à l'énergie des particules en mouvement et dans le super-synchrotron que nous évoquerons ensuite, un dixième seulement de l'énergie sera utilisé dans la réaction au lieu du quart dans l'accélérateur de 28 GeV.

Le projet consistant à provoquer la collision entre deux particules en mouvement, mais de sens opposé, permet de penser que l'énergie mise en jeu sera double, soit $28 + 28 = 56$ GeV; alors que pour obtenir une telle énergie avec un accélérateur, c'est-à-dire un projectile frappant une cible fixe, il faudrait une énergie de 1 700 GeV. On en déduit que si l'on multiplie par n l'énergie d'un accélérateur, on ne multiplie que par \sqrt{n} l'énergie disponible pour la réaction entre les deux particules. En effet, reprenons cet exemple avec un peu plus de détail (fig. 14). L'énergie au repos du proton, soit $m c^2$, égale environ 0,9 GeV. Si E est l'énergie des

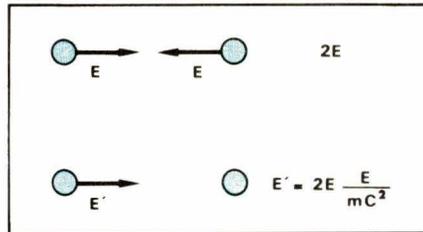


Fig. 14. — Energie mise en jeu dans la collision de deux particules en mouvement et son équivalence, lorsque l'une des particules seulement est en mouvement.

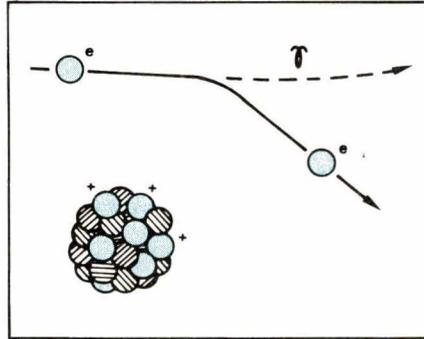


Fig. 15. — Lorsqu'une particule chargée passe à proximité d'un noyau, sa trajectoire est défléchie. Elle perd une partie de son énergie avec émission simultanée d'un rayon gamma et cette perte d'énergie provoque son ralentissement. Cette réaction de rayonnement de freinage est connue sous le nom de bremsstrahlung.

protons accélérés dans le synchrotron, nous aurons une énergie totale $2E$ lorsque deux protons iront à la rencontre l'un de l'autre, soit 56 GeV. Avec un proton stationnaire, on peut se demander qu'elle énergie E' il faut communiquer au proton en mouvement pour disposer d'une énergie équivalente au processus précédent, sachant que dans le processus projectile-cible il y a une perte d'énergie énorme. Cette énergie équivalente répond à la relation :

$$E' = 2E \frac{E}{m c^2}$$

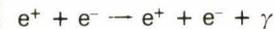
et pour $E = 28$ GeV, $E' = 1\,700$ GeV environ.

La collision est donc une solution très avantageuse, au point de vue énergétique, mais dont la mise en œuvre présente tout de même quelques difficultés. Lorsque l'on bombarde une cible avec un faisceau de particules, la probabilité de rencontre est élevée puisque la densité des particules dans la cible est importante. En revanche, la probabilité est beaucoup plus réduite lorsque l'on fait intervenir deux faisceaux de particules, l'un allant à l'encontre de l'autre. On a toutefois tourné la difficulté en réalisant, non pas des faisceaux rectilignes ayant seulement une zone d'intersection, mais des anneaux, obligeant les particules à suivre une orbite circulaire. Cette structure annulaire des faisceaux nécessite néanmoins une fréquence de révolution élevée si l'on veut avoir une probabilité de collision acceptable,

bien que celle-ci sera toujours inférieure à la probabilité des collisions projectiles-cible.

Le succès de l'opération est conditionné par le respect de certaines règles : tout d'abord injecter un nombre de particules suffisant dans un ou plusieurs anneaux, ensuite conserver ces particules sur leurs orbites pendant un temps assez long, enfin, s'assurer que dans les zones d'intersection les particules entrent vraiment en collision, c'est-à-dire que les faisceaux s'interpénètrent bien. Toutes ces conditions ont été réunies pour la première fois en 1961 par l'anneau à électrons-positons ADA de Frascati, puis en 1962 par les anneaux à électrons de Stanford. Les expériences se sont poursuivies ensuite avec les anneaux à électrons ou à positons de Novosibirsk, entre 1962 et 1964, et enfin avec l'anneau de collisions d'Orsay ACO.

Au laboratoire de l'accélérateur linéaire d'Orsay, c'est avec l'anneau ADA, apporté là pour la circonstance, que les physiciens ont mis en évidence des interactions particules-particules, notamment électrons-positons suivant la relation :



faisant intervenir la réaction de freinage connue sous le nom de **bremsstrahlung** (de l'allemand bremsen : freinage et strahlung rayonnement). Ce phénomène (fig. 15) met en évidence qu'une particule chargée passant à proximité du noyau d'un atome voit sa trajectoire s'incurver. Cela est dû au fait que le noyau contient des protons chargés positivement, créant ainsi un champ électrique. Le changement de direction de la particule se traduit par une diminution de son énergie, d'où un ralentissement. Simultanément, un rayon gamma est émis, dont l'énergie est égale à celle perdue par la particule lors de son ralentissement. Cette réaction de freinage, ce bremsstrahlung, est d'autant plus importante que le noyau de l'atome est lourd et que la particule est rapide. Ainsi, pour des électrons de 100 MeV, leur ralentissement dans la matière est surtout le fait du bremsstrahlung. Notons enfin que l'on rencontre également ce phénomène au cours des déplacements des électrons au sein des atomes, quoique avec une intensité beaucoup moindre.

Pour revenir aux problèmes des anneaux de collisions, et avant d'aborder l'étude de quelques modèles, notons que les anneaux ne remplaceront jamais les accélérateurs, leurs qualités les destinant plutôt à jouer un rôle complémentaire. En effet, l'accélérateur est peut-être limité dans son énergie, mais il permet le bombardement de cibles extrêmement variées au

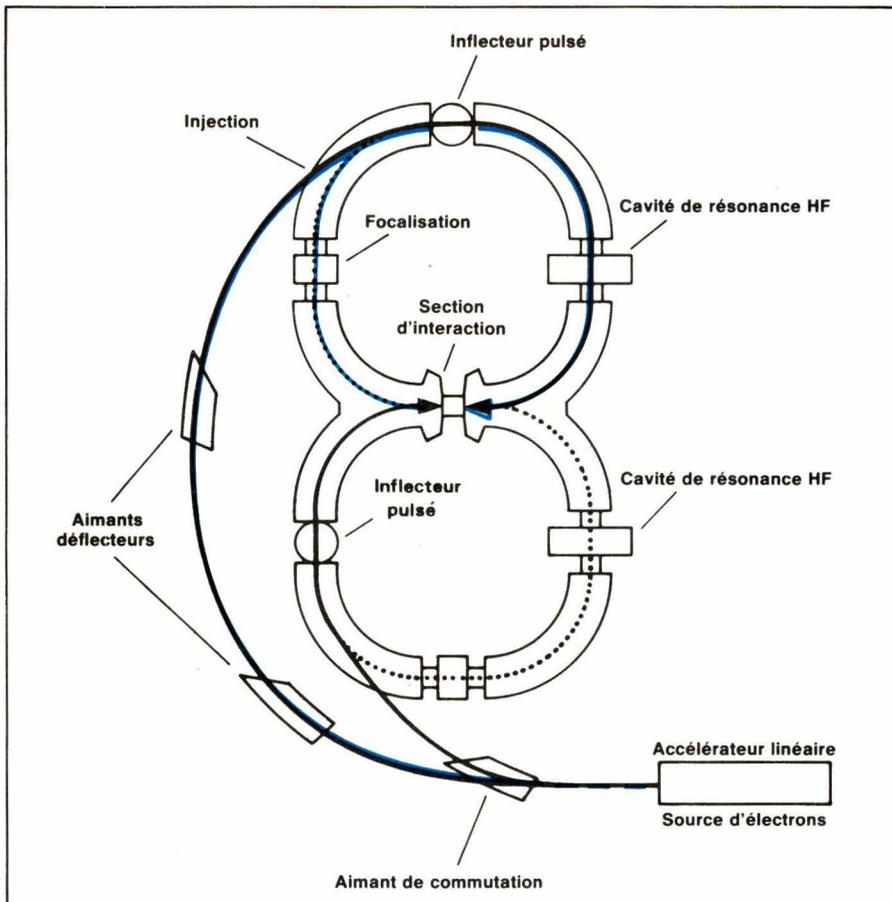


Fig. 16. — Schéma de l'anneau de collisions à électrons de Stanford, montrant la disposition des deux enceintes à vide.

moyen d'un grand nombre de projectiles. En revanche, l'anneau de collision offrira une énergie beaucoup plus importante avec un nombre de projectiles plus faible et ne permettra qu'un seul type de collision. Disons que l'anneau de collision ouvre une « fenêtre » vers un domaine d'énergie actuellement inaccessible, pour des applications très particulières.

Les anneaux à électrons

D'une façon générale, les anneaux de collisions ont une structure en tout point comparable à celle d'un synchrotron. Nous y trouvons une enceinte à vide dans laquelle circule des particules, avec des électro-aimants imposant à celles-ci leurs trajectoires de révolution. Un système d'injection envoie dans l'anneau des paquets de particules dont la vitesse est entretenue par un champ électrique accélérateur fourni par des cavités radiofréquences, et ceci afin de compenser les pertes d'énergie par rayonnement ou éventuellement d'augmenter l'énergie des particules en circulation.

L'anneau de collisions à électrons, édifié à Stanford, comporte deux chambres à vide (fig. 16) permettant à des électrons de 0,5 GeV de circuler tantôt dans une chambre, tantôt dans l'autre, par l'intermédiaire d'un électro-

aimant de commutation. Les électrons sont maintenus et guidés sur leur orbite au moyen d'inflecteurs pulsés, puis accélérés en passant dans les cavités de résonance. Pour obtenir une probabilité de collisions suffisamment élevée il est nécessaire d'injecter un certain nombre de paquets d'électrons. En outre il faut stocker ces électrons et assurer leur stabilité sur leur orbite, or l'enceinte à vide contient des gaz résiduels, car le vide n'est jamais parfait, bien qu'il soit plus poussé que pour un accélérateur. Ainsi les électrons interagissent entre eux, ils se repoussent ; ils rencontrent également les atomes des gaz résiduels. Ces chocs font sortir quelques électrons de leur trajectoire, ils rebondissent sur les parois de l'enceinte à vide, arrachant ainsi des ions qui viennent s'ajouter aux divers corpuscules présents dans les gaz résiduels. Ces différents problèmes ne se posent pas avec la même acuité dans les accélérateurs, car le temps de circulation des particules est beaucoup plus court.

Si l'on considère l'axe optique de l'enceinte à vide, on peut dire que le faisceau d'électrons présente une certaine instabilité due aux divers facteurs que nous venons d'évoquer et la trajectoire oscille autour de cet axe optique d'une façon sinusoïdale. Les électrons en mouvement émettent une énergie de rayonnement qui favorise l'amortissement spontané des oscilla-

tions, cet avantage s'ajoute au fait, qu'étant très légers, ils deviennent relativistes, c'est-à-dire qu'en quelques tours ils atteignent presque la vitesse de la lumière. Remarquons également que les anneaux ne sont pas parfaitement circulaires mais qu'ils comportent des quarts de cercle reliés par des sections rectilignes. C'est dans ces sections rectilignes qu'il est possible d'agir sur les paquets d'électrons, soit pour rejeter, sélectionner et contrôler les éléments du faisceau, soit pour provoquer les collisions et en observer les effets.

Les anneaux à électrons représentent une très bonne introduction à l'étude des anneaux à électrons-positons et à protons, c'est le cas notamment de l'anneau de 2 MeV du CERN qui a servi d'étude préliminaire au grand anneau de collisions à protons ISR de 2×28 GeV.

Les anneaux à électrons-positons

Avec les collisions électrons-positons, les choses semblent plus simples à réaliser. En effet, le positon (e^+) a une charge égale à celle de l'électron (e^-) mais de signe opposé, il suffit donc d'un seul anneau de stockage puisque, partant des mêmes impulsions accélératrices, les particules circuleront en sens inverse (fig. 17). Les trajectoires seront, bien entendu, légèrement décalées et le procédé d'injection des particules, mis au point dans l'anneau italien ADA de Frascati, par exemple, mérite quelques explications. En bombardant une cible extérieure avec des électrons, nous provoquons l'émission de rayons gamma qui bombardent à leur tour deux cibles, qui elles, se trouvent à l'intérieur de l'anneau. Ces deux cibles secondaires sont diamétralement opposées et elles sont bombardées successivement par les rayons gamma, par rotation de l'anneau (précisons que l'anneau n'a qu'un mètre de diamètre). Cette solution exige un faisceau d'électrons primaires très intense et malgré cela le nombre de particules stockées ne dépasse pas $5 \cdot 10^7$, ayant une énergie de 0,25 GeV. Depuis, les italiens possèdent un anneau linéaire produisant alternativement des électrons et des positons.

Partant des travaux faits à Frascati, la faculté des sciences d'Orsay a réalisé l'anneau ACO de 0,6 GeV. L'anneau comprend quatre parties droites, de 1,80 mètre de long, l'une est occupée par la cavité radiofréquence, une autre est destinée à l'injection des particules dans les deux sens, une troisième comporte un aimant perturbateur assurant l'injection sur quatre tours, puis une qua-

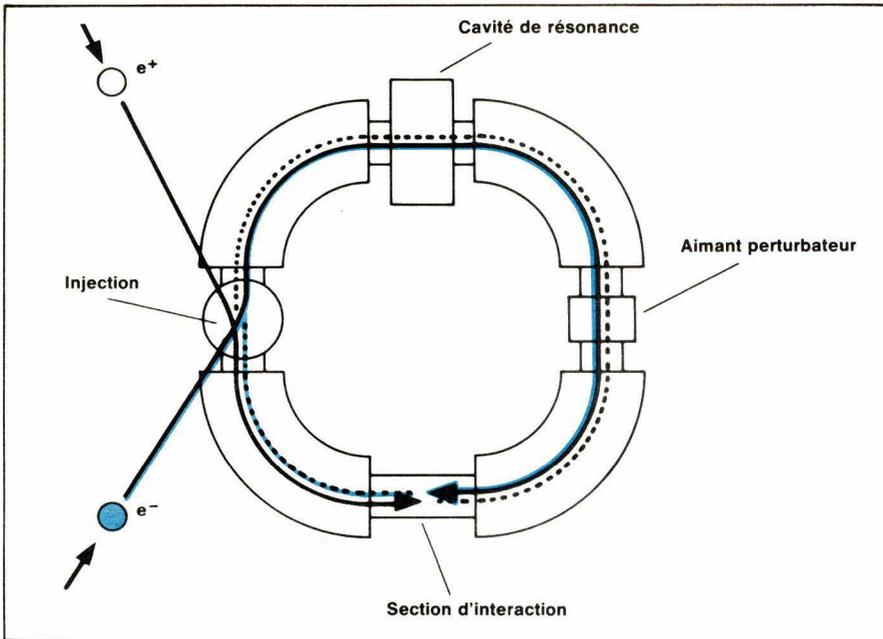


Fig. 17. — Schéma de l'anneau de collisions à électrons-positons ACO de la Faculté des Sciences d'Orsay.

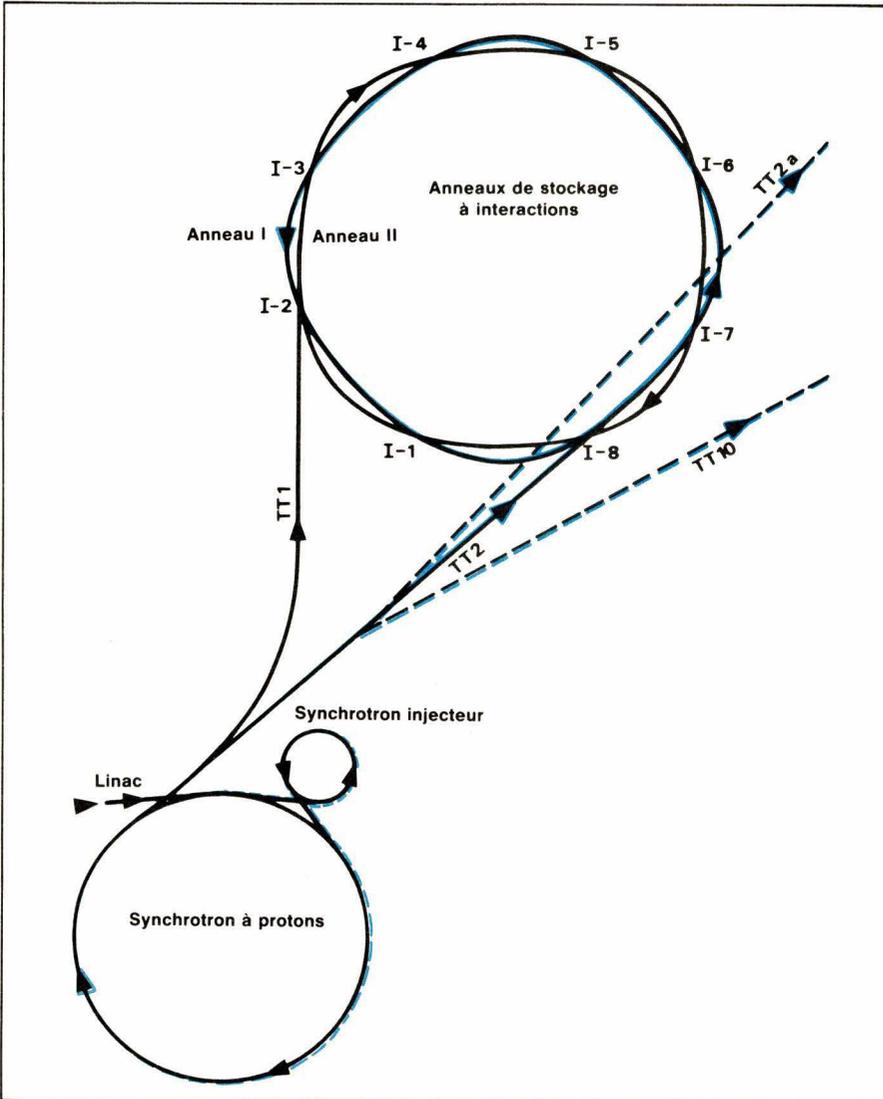


Fig. 18. — Schéma des parcours des faisceaux au PS et aux ISR. Les protons sont accélérés à 50 MeV dans le Linac, puis à 800 MeV dans le synchrotron injecteur, et transférés dans l'anneau principal du PS où ils sont portés à l'énergie souhaitée (comprise entre 11 et 26,5 GeV) en vue de l'injection dans les ISR. Les tunnels de transfert TT1 et TT2 permettent de les injecter dans l'un ou l'autre des anneaux de stockage. Les collisions proton-proton peuvent alors être réalisées dans les huit régions d'intersection (I-1 à I-8). Les protons peuvent aussi être envoyés dans les tunnels de transfert TT2a, pour alimenter les expériences dans le hall Ouest, ou TT10 pour être injectés dans le synchrotron à protons de 400 GeV (SPS). I-1 à I-8 = régions d'intersection, TT = tunnel de transfert des faisceaux.

trième partie contenant la section d'interaction permettant l'observation des collisions. L'injection se fait au moyen de particules de 250 MeV : d'abord avec les particules les plus faciles à obtenir, les électrons, puis, une demi-heure après avec les positons. Ces derniers sont créés par bombardement d'une cible située à la sortie de l'accélérateur, au moyen d'électrons. Le rendement est faible, mais on accumule dans l'anneau à électrons, le repérage des faisceaux dans l'ACO se fait par l'intermédiaire de la lumière visible émise par les particules en mouvement, et la précision dans le positionnement atteint un millimètre.

Les anneaux à protons

Ainsi, avec des particules de même signe il faut deux anneaux pour assurer la collision ; alors qu'avec des particules de signes opposés, un seul anneau suffit pour mener à bien l'interaction entre les deux faisceaux. Ceci n'est pas une loi générale et à la suite de travaux, faits à Novosibirsk, destinés à faire circuler des électrons en des directions opposées et cela dans un anneau unique, on a abouti à la réalisation d'anneau de collision à protons.

L'un des meilleurs exemples de réalisation est l'ensemble des anneaux de stockage à intersections (ISR) de l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire. Les anneaux sont couplés au synchrotron à protons de 28 GeV et l'ensemble est en service depuis 1971 (fig. 18 et 19). Si le synchrotron possède une enceinte à vide de 200 mètres de diamètre, les anneaux ont 300 mètres de diamètre, c'est dire l'importance de cette installation. Le synchrotron fournit des paquets de 10^{12} protons de 28 GeV toutes les trois secondes, et le remplissage de chaque anneau demande une cinquantaine de minutes. Les anneaux sont concentriques et, de par la forme des trajectoires, ils se recoupent en huit points. Deux de ces points sont aménagés pour permettre l'observation, un troisième est équipé pour assurer certaines expériences utilisant les particules de l'un des faisceaux. Enfin, notons que les particules étant injectées avec une énergie importante, elles n'ont pas lieu d'être accélérées dans les anneaux, mais simplement maintenues sur leur trajectoire. En outre, grâce aux excellentes performances des champs magnétiques qui guident la trajectoire des particules à l'intérieur de chaque anneau, au vide très poussé qui est maintenu dans les anneaux, les faisceaux sont capables de circuler dans la machine pendant plusieurs jours sans que les pertes de protons atteignent une valeur importante.

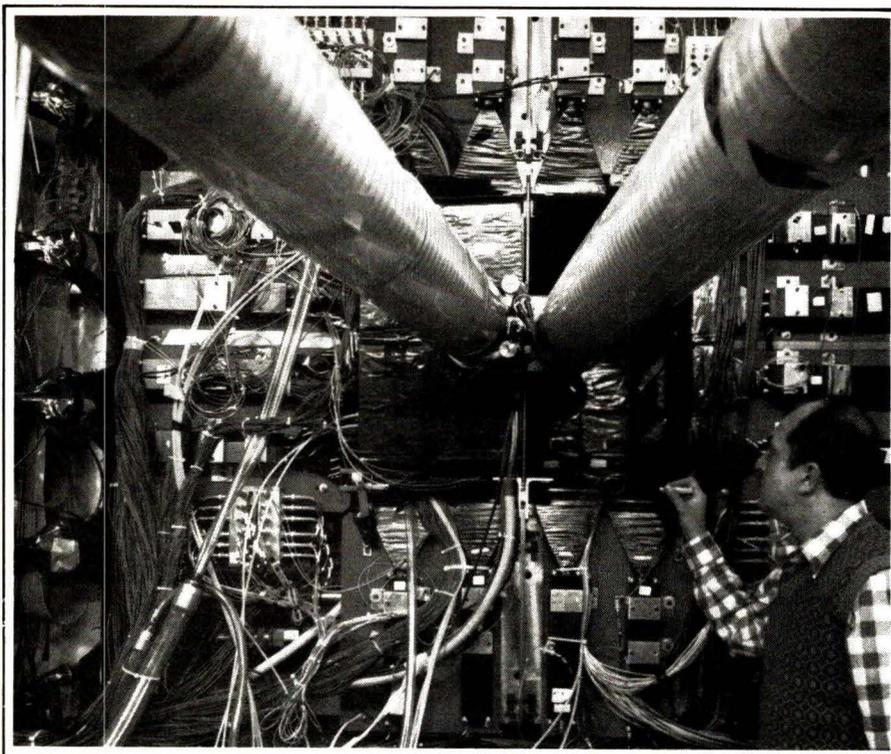


Fig. 19. — Détecteurs groupés autour du croisement des tubes à vide dans lesquels circulent les faisceaux, aux anneaux de stockage à intersections.

Les ISR sont une machine unique en leur genre. C'est la seule au monde qui permette d'étudier actuellement les collisions entre les faisceaux de protons. Dans les ISR, l'énergie atteinte dans le centre de masse des interactions proton-proton est d'environ 60 GeV. Pour obtenir une telle énergie avec un accélérateur (cible fixe) il faudrait que ce dernier atteigne 2 000 GeV (ou 2 TeV).

Le super synchrotron à protons du CERN

La mise en service d'accélérateurs toujours plus puissants a permis de mieux appréhender la nature de la matière. Comme il arrive très souvent, cette connaissance accrue a posé une série de nouvelles questions et il devient évident que nombre d'entre elles pourraient être résolues avec des moyens

encore plus puissants. Les résultats obtenus avec le synchrotron à protons de 28 GeV apportaient la preuve que les techniques utilisées dans la construction de ces machines pouvaient être extrapolées à des énergies beaucoup plus élevées.

Ainsi est entré en service en 1976 le Super Synchrotron à protons de 400 GeV (SPS). Avec un millier d'aimants répartis autour d'un anneau de 2,2 kilomètres de diamètre, c'est le plus grand accélérateur construit dans le monde.

La machine est installée dans un tunnel souterrain à près de 40 mètres de profondeur (entre 18 et 64 mètres selon les dénivellations du sol). Même à la profondeur minimum, le toit de roches assure un blindage suffisant vis-à-vis du rayonnement produit par la machine en fonctionnement.

Le super synchrotron à protons (SPS) vient se greffer sur les installations existantes (fig. 20), puisque toutes les dix secondes il reçoit des paquets de protons émis à l'énergie de 10 GeV par le synchrotron de 28 GeV. Cette énergie est portée à plusieurs centaines de GeV au moyen de champs accélérateurs haute fréquence. Le SPS fournit des faisceaux de particules à deux zones d'expériences, situées au nord et à l'ouest du site du CERN.

La zone d'expérience ouest est entrée en service en 1976. Elle reçoit un faisceau de protons d'une énergie de 200 GeV, qui frappe une cible pro-

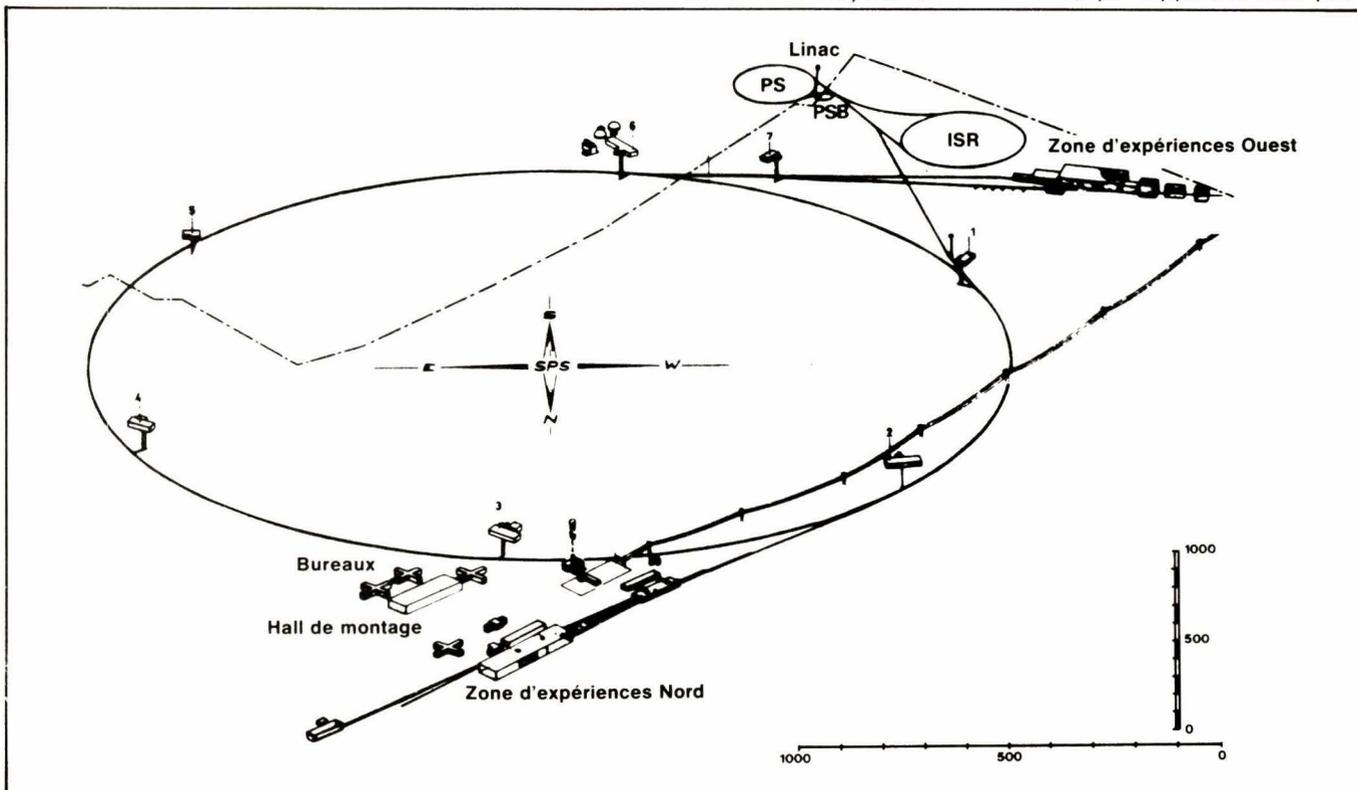


Fig. 20. — Schéma de l'implantation du super synchrotron à protons de 400 GeV montrant la liaison (par le tunnel de transfert TT10) avec le PS qui sert d'injecteur. Les tunnels de transfert TT60 et TT20 sont employés pour conduire le faisceau accéléré respectivement vers les zones d'expériences Ouest et Nord. On voit aussi les halls d'expérience ainsi que l'emplacement de certains systèmes de détection.

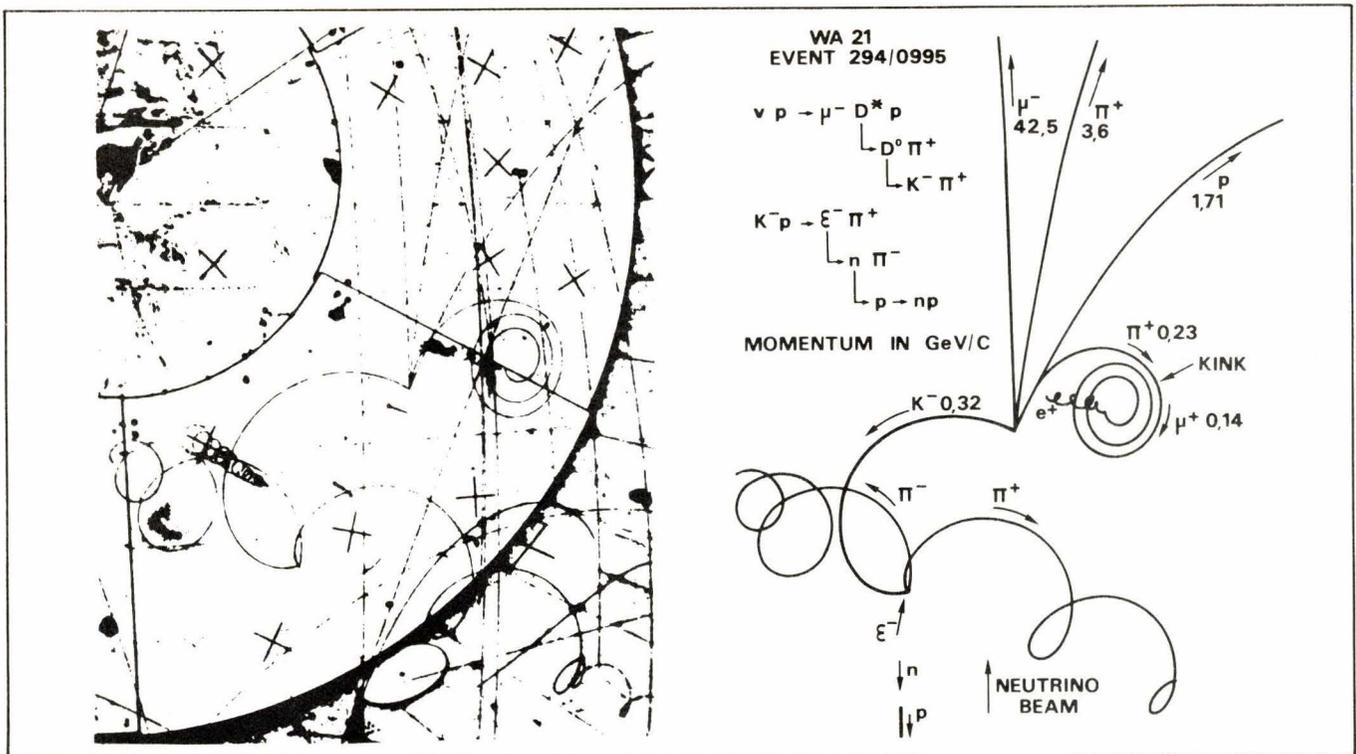


Fig. 21. — Production de charme que le groupe Aix-la-Chapelle-Bonn-CERN-Munich-Oxford a observé dans des interactions neutrino dans la chambre à bulles BEBC. Outre la production et la désintégration de mésons charmés, la photographie montre un kaon négatif s'arrêtant et réagissant avec un proton, et les conséquences de l'interaction sont des plus intéressantes.

duisant ainsi différentes particules, ainsi qu'un faisceau de neutrinos produit par des protons d'énergie plus élevée. Cette zone est équipée de systèmes de détection électroniques, dont le spectromètre Oméga, et de deux grandes chambres à bulles : la grande chambre à bulles européenne de 3,70 mètres (BEBC) et la chambre à bulles à liquides lourds appelée Gargamelle.

La zone d'expérience nord, ouverte en 1978, comporte plusieurs grandes installations pour l'étude des interactions de particules aux énergies les plus élevées qui peuvent être atteintes avec cette machine.

Dans le début de l'année 1979, le SPS a accéléré des protons jusqu'à l'énergie de 500 GeV. L'exploitation de la machine à ce niveau sera exceptionnelle, mais d'ores et déjà il est possible d'exploiter le SPS à 450 GeV avec un cycle de répétition d'une fois chaque douze secondes. A la même époque, le nombre de protons par impulsion a été porté à 2×10^{13} , doublant ainsi l'intensité prévue lors de la conception de la machine.

Au cours des derniers mois, le SPS a permis de mener à bien un certain nombre d'expériences. Ainsi, l'étude des hyperons, particules étranges, de vie moyenne très brève, a mis en évidence la production de plusieurs milliers de particules « Oméga - moins ». La vie moyenne de ces particules a été déterminée avec précision : 82 milliardième de milliardième de seconde

($0,82 \cdot 10^{-10}$ s), ainsi que les différentes voies de désintégration.

Une autre expérience effectuée au SPS concerne la production par des photons, de mésons charmés. Comme nous l'avons vu précédemment, le charme qualifie une caractéristique de certaines particules. Des mésons charmés ont été découverts grâce aux anneaux de collisions entre électrons et anti-électrons à Stanford (Californie) et Hambourg (RFA). Par contre leur création à l'aide de photons de haute énergie est une nouveauté émanant du CERN et dont les résultats préliminaires sont basés sur trois millions de collisions.

Dans la zone d'expérience nord du SPS, le CERN dispose du faisceau de muons long de 1096 mètres, qui est le plus intense du monde. Dernièrement, une expérience a produit pour la première fois, à l'aide de muons, la célèbre particule lourde J-psi.

Le super synchrotron à protons offre un faisceau de neutrinos et d'anti-neutrinos qui ont permis d'éclaircir des questions telles que les « courants neutres », la chromo-dynamique quantique et la production de particules charmées (fig. 21). L'étude du charme a montré qu'il existe plus de trois types différents de quarks, ces grains durs de particules considérés jusqu'ici comme élémentaires.

Le faisceau de neutrinos du CERN a permis d'étudier le charme à l'aide de tous les types de détecteurs disponi-

bles : émulsions photographiques, détecteurs électroniques et chambres à bulles. Ces dernières, au nombre de deux, ont accumulé 2 100 000 photos permettant l'étude des difficiles interactions de neutrinos avec la matière.

Il semble de plus en plus acquis que le proton et le neutron soient faits de quarks qui seraient les particules vraiment élémentaires. Cette hypothèse ne sera toutefois confirmée que par la vérification précise de certaines prédictions, vérification à laquelle n'a encore vu un quark jusqu'à présent. Ce mystère s'expliquerait si les quarks étaient retenus entre eux au sein du proton par une force extraordinaire dont le vecteur serait une particule sans masse, appelé **gluon**. La présence de cette force expliquerait pourquoi il est si difficile, voire impossible, d'arracher un quark à son environnement naturel. Une évidence indirecte de la **force gluonique** a été trouvée dans des expériences à neutrinos au CERN, réalisées à la suite des prédictions théoriques formulées par la chromodynamique quantique.

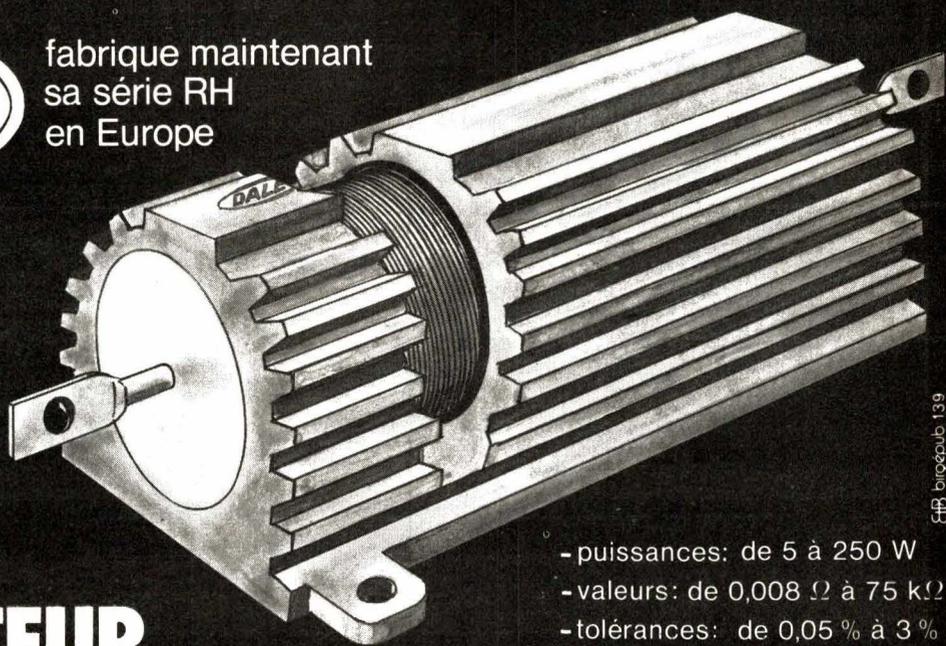
Les projets

Au cours de ces dernières années, la communauté européenne des physiciens a évoqué comment se présenterait les futures installations susceptibles de répondre aux besoins de la physique des hautes énergies dans les vingt prochaines années. Plusieurs projets ont été cités.

(Suite dans notre prochain numéro.)

DALE[®]

fabrique maintenant
sa série RH
en Europe



RESISTANCES BOBINEES SOUS RADIATEUR

- puissances: de 5 à 250 W
- valeurs: de 0,008 Ω à 75 k Ω
- tolérances: de 0,05 % à 3 %
- livrables également en version non selfique (NH)

EBB biospub 139

STOCKS IMPORTANTS

documentation et prix sur demande

almex

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle
92160 ANTONY
Tél.: (1) 666.21.12 - Télex 250 067 F

correspondants
régionaux
d'ALMEX:

LED: Lyon - Tél.: (7) 876.09.90
SONEL OUEST: St-Brieuc - Tél.: (96) 94.62.51
IDEM: Toulouse - Tél.: (61) 26.14.10
Bordeaux - Tél.: (56) 44.61.27

SERVICE-LECTEURS N° 217

UNE GAMME DE MULTIMÈTRES NUMÉRIQUES ADAPTÉE A VOS BESOINS de 2.000 à 2.000.000 de points (3 ½ à 6 ½ digits) TOUJOURS LE MEILLEUR RAPPORT PERFORMANCES/PRIX...

1346

MODÈLE 169

Multimètre de table
autonomie: 2000 h.

- U \sim , \sim : 100 μ V-1000 V
- I \sim , \sim : 0,1 μ A-2 A
- R: 0,1 Ω -20 M Ω
- Affichage de la gamme
- Indicateur usure piles



MODÈLE 130

Multimètre de poche
pour tous travaux.

- U \sim : 100 μ V-1000 V
- U \sim : 100 μ V-750 V
- I \sim , \sim : 1 μ A-10 A
- R: 0,1 Ω -20 M Ω
- Indicateur usure pile

Notre documentation générale vous permettra peut-être de découvrir 30 ans d'expériences dans la mesure des faibles niveaux avec des instruments qui font notre réputation: Électromètre numérique, Picoampèremètre numérique, Nanovoltmètre numérique jusqu'à 6 ½ chiffres etc.

KEITHLEY

KEITHLEY Instruments SARL - 2 bis, rue Léon Blum
B.P. 60 - 91121 Palaiseau Cedex - Tél.: (6) 011.51.55

Coupon-réponse à
retourner à KEITHLEY
B.P. 60 - 91121 Palaiseau Cedex

M. _____
Société _____
Activité _____
Fonction _____
Adresse _____
Tél. _____

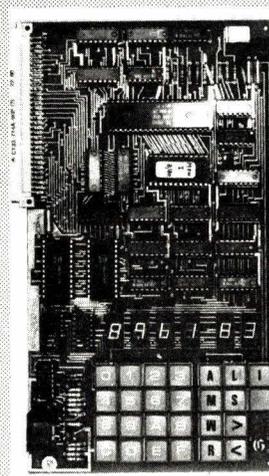
désire recevoir sans engagement de sa part:

- Documentation
- Offre de prix
- Démonstration

SERVICE-LECTEURS N° 216

Automatisme à Z80[®]

FGZ81



- Module de base équipé du microprocesseur Z80
- Clavier hexadécimal et 10 touches de fonction
- Affichage 6 digits
- Alimentation unique +5 v
- Moniteur 1 K Octets et 1 K REPR0M disponible
- 1 K Octets RAM
- Interface parallèle 8 Entrées et 8 Sorties
- Enregistrement/Lecture sur magnétophone
- Notice en Français

1 350 F HT

En kit 1 090 F HT

Le module FGZ81 est équipé d'un Moniteur qui, outre les fonctions usuelles Ecriture/Lecture Mémoire (*en Incrément et Décrément*), permet :

- Lancement de vos programmes
- Pas à pas et point d'arrêt
- Insertion et effacement
- Écriture/Lecture des Registres du Z80
- Lecture et enregistrement des programmes sur magnétophone avec reconnaissance d'Étiquette.

APPLICATIONS

- Initiation au microprocesseur
- Automatismes domestiques (jeux, régulation ...)
- Applications industrielles

EXTENSIONS

- **FGES 32-P**
16 Entrées et 16 Sorties isolées
par coupleurs OPTO 1 450 F HT
- FGES32 en kit 990 F HT
- **FGM20-P**
4 K Octets de Mémoire vive
16 K Octets de Mémoire reprogrammable

OPTIONS :

SAUVEGARDE mémoire vive
PROGRAMMATION mémoire

à partir de 1 370 F HT

- Modules analogiques, calcul scientifique, Interface clavier, écran BASIC, etc.

DOCUMENTATION sur demande à

F2G2

13, Rue de Castellane 75008 PARIS

☎ 742.63.62

SERVICE-LECTEURS N° 219



des OUTILS
de formation professionnelle
INDISPENSABLES :



COURS D'ÉLECTRONIQUE des circuits intégrés aux microprocesseurs

par
Robert JARY
Professeur à l'École Centrale des Arts et Manufactures
Chargé de cours à
l'École Nationale Supérieure des Mines.

200 pages, 21 x 29,7 cm, 120 F.

Ce cours complet présente, en 11 chapitres, les développements récents de l'électronique :

Rappel des notions fondamentales. - I. Circuits intégrés logiques, combinatoires séquentiels. - II. Circuits intégrés linéaires; comparateur; amplificateur opérationnel. - III. Semiconducteurs. - IV. Diodes à semiconducteurs et transistors. - V. Amplificateurs à transistors; polarisation; droite d'attaque; droites de charge; schéma équivalent hybride; adaptation des impédances. - VI. Contre-réaction. - VII. Amplificateurs à courant continu. - VIII. Structures des circuits intégrés. - IX. Composants à impédance d'entrée infinie. - X. Applications diverses. - XI. Circuits intégrés MOS. Microprocesseurs.

nouveau guide de la

TELEVISION EN COULEURS

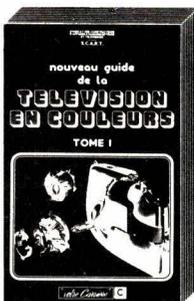
par
le SCART

Tome 1 :

276 pages, 15 x 24 cm, 190 F.

Tome 2 :

424 pages, 15 x 24 cm, 250 F.



Le premier tome expose les principes physiques et les bases techniques sur lesquels est fondé, à son stade ACTUEL, le développement de la télévision en couleurs.

Le deuxième tome est consacré à l'étude détaillée de la structure des récepteurs de télévision en couleurs dans les systèmes PAL et SECAM et des circuits mis en œuvre. Un chapitre particulier traite de la mise en service et de la maintenance des téléviseurs SECAM.

BON DE COMMANDE

à retourner aux

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine - 75006 Paris

NOM (en capitales) _____

PRÉNOM _____

RUE _____ N° _____

CODE POSTAL _____ VILLE _____

Veillez m'adresser

..... COURS D'ÉLECTRONIQUE 120 F

..... Nouveau guide de la TÉLÉVISION EN COULEURS

Tome 1 190 F

Tome 2 à paraître en mai 1981 250 F

que je vous règle (1) par :

Chèque bancaire, joint.

CCP trois volets, joints.

(1) Veuillez ajouter pour frais d'expéditions forfaitaires

1 livre 10 F

DATE 2 livres 15 F

3 livres 20 F

SIGNATURE 4 livres et + 25 F

SERVICE-LECTEURS N° 218

BIBLIOGRAPHIE

Premières notions d'électronique de logique et d'informatique

par G. Gory

Voici un ouvrage destiné aux professionnels de l'électricité automobile. En effet, la technique automobile, qu'on aurait pu croire stabilisée après un siècle de progrès constants, vient d'entrer au contraire dans une phase cruciale de son évolution.

L'électronique a étendu son emprise ; elle a déjà « colonisé » l'allumage, l'injection de carburant, le freinage, etc. Bientôt une « centrale », animée par un ensemble de composants électroniques, sera le cerveau commandant une équipe d'esclaves. L'informatique, la logique et l'électronique se sont alliées pour régenter, par le truchement du microprocesseur, les fonctions essentielles ou secondaires des équipements d'automobile. C'est pourquoi cette deuxième édition de « Premières Notions d'Electronique » a fait l'objet d'une extension judicieuse vers l'informatique, expliquant au passage le langage de la logique. Actualiser ses connaissances est plus que jamais un impératif pour le technicien d'automobile. Ce livre, édité sous l'égide de la Revue Auto-Volt, l'y aidera.

Edition Semis, 49, rue de Maubeuge, 75009 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 75

Guide de la mesure de la régulation et de l'automatisme (Edition 1981)

La première partie de ce guide comporte :

- la liste des institutions professionnelles (associations, syndicats, organismes et laboratoires) avec adresse, téléphone et domaine d'activité ;
- la liste des établissements de formation professionnelle initiale et permanente, avec adresse, téléphone et renseignements détaillés (enseignements dispensés, durée des études, débouchés...);

– le lexique trilingue (français, américain et allemand) des termes de mesure, régulation et automatisme ;

- le dictionnaire anglais-français des abréviations et sigles ;

La seconde partie de ce guide est constituée par deux répertoires alphabétiques :

- le premier de 77 pages, est celui des matériels, sous l'appellation précise de chacun desquels figure la liste des fabricants, représentants ou distributeurs spécialistes (5 200 matériels cités) ;

- le second de 76 pages est celui des firmes françaises ou étrangères avec les adresses (y compris téléphone et télex) des sièges sociaux, des filiales et des représentants (4 257 firmes citées).

Un volume de 212 pages – format 21 x 29,7.

Compagnie Française d'Information pour les Entreprises, 40, rue du Colisée, 75381 Paris Cedex 08.

SERVICE-LECTEURS N° 76

Appareils de mesure à circuits intégrés : 25 réalisations

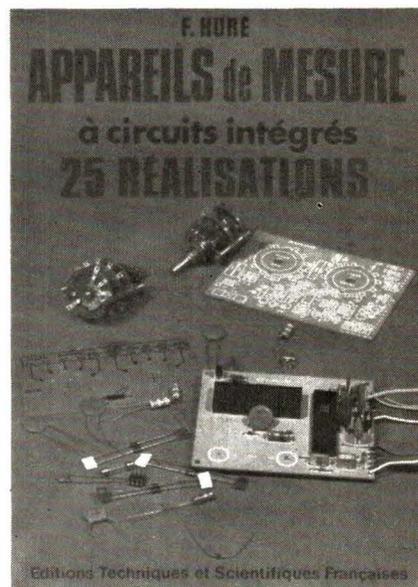
par F. Huré

Bien connu par ses ouvrages théoriques et pratiques, l'auteur a voulu démontrer dans ce volume que les circuits intégrés permettent la réalisation facile d'appareils de mesure aux performances quasi-professionnelles.

L'ouvrage se compose de deux parties, la première traitant de réalisations d'appareils analogiques, la seconde consacrée aux appareils digitaux.

Les principaux montages sont les suivants :

- **Analogiques** : contrôleur universel ; voltohmmètre ; Pont de Wheatstone ; capacimètres ; générateurs de signaux, de fonctions, etc. ; voltmètres électroniques ; Signal-tracer ; Minimire.
- **Digitaux** : voltmètre ; « scanning » pour voltmètre ; millivoltmètre ; multimètre ; Fréquencemètre ; « Prescaler » ; capacimètre.



tres ; multimètre ; Fréquencemètre ; « Prescaler » ; capacimètre.

Essentiellement pratique, ce livre comporte tous les plans de câblage, d'implantation, ainsi que les dessins des circuits imprimés : aucune erreur n'est ainsi à redouter.

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris, Cedex 19.

SERVICE-LECTEURS N° 77

Les composants actifs en commutation

par Ch. Verbeek

Faire connaître le comportement de tous les composants actifs habituellement utilisés en commutation (régime d'impulsions), examiner les plus importantes de leurs caractéristiques – sélection utile de celles qu'indiquent les constructeurs –, donner des éléments de choix technologiques et fournir les informations pratiques fondamentales permettant ensuite de faire l'analyse et la synthèse des montages, tels sont les principaux buts du présent ouvrage.

Un ouvrage de 168 pages, 15,5 x 24 cm, 185 figures.

Dunod-Technique, 17, rue Rémy Dumoncel, 75686 Paris Cedex 14.

SERVICE-LECTEURS N° 78

NOUVEAUTES

Diodes Schottky

Les diodes Schottky arrivent maintenant au niveau de la « troisième génération ». L'une d'elles est une diode de puissance conçue pour une tension inverse de 100 V, à un seuil de 0,66 V (à 60 A) et 0,82 V (à 120 A).



Enfin, la SD21 en boîtier plastique TO-220 est une Schottky 45 V, 20 A. Toutes ces Schottky existent en « reverse », solution idéale pour le montage des diodes en fonction « roue libre » avec boîtier au point froid.

La SD-152, de la même famille, est conçue pour 80 V.

REA-TRW

SERVICE-LECTEURS N° 65

Triacs pour coupleurs optiques

Ces triacs ont été conçus pour être employés avec le coupleur optique de passage à zéro MOC3030. Ces circuits sont prévus pour être utilisés dans des commandes de tension alternative deux alternances 120 V_{eff} qui nécessitent une isolation très poussée entre circuits.

Ces nouveaux triacs constituent la série MAC3030 dont la gamme

s'étend de 4 A à 40 A. Ils sont conditionnés dans un boîtier plastique TO-126 ou TO-220, dans un boîtier métallique à plots isolés. Les circuits 8 A ou plus sont construits avec la gâchette centrale shuntée afin d'assurer une haute stabilité en température.

Lorsqu'ils sont utilisés ensembles, les circuits MOC3030 et MAC3030 offrent au concepteur un déclenchement lors du passage à zéro, une isolation de 7,5 kV entre l'entrée et la sortie, la possibilité de mettre l'impédance de charge sur le point chaud ou sur la masse, et une famille complète de triacs dont les caractéristiques sont ajustées et compatibles avec le MOC3030. La combinaison des caractéristiques des MAC3030 et du MOC3030 permet maintenant de simplifier la conception de circuits isolés pour des charges passant 4 A, 8 A, 15 A, 25 A ou 40 A.

Motorola

SERVICE-LECTEURS N° 66

Potentiomètres Cermet

Nouvellement disponibles sur le marché, voici deux familles de potentiomètres monotours ajustables Cermet, sur support céramique, à piste tantalée, de faible encombrement.

Les PS 10H et PS 10 V (10 mm de large) tiennent 0,3 W à 70 °C, couvrent une gamme de valeur E3, de 100 Ω à 2 MΩ avec une tolérance de ± 20 % ; ont une rigidité électrique de 500 V alternatifs pendant 1 mn et supportent des tensions jusqu'à 350 V.

Leur coefficient thermique est de ± 250 ppm par °C et leur gamme de température de fonctionnement est de - 30 à + 85 °C.

Les PS 61H et PS 61V (6 mm de large) tiennent 0,15 W à 70 °C, et supportent des tensions jusqu'à 50 V.

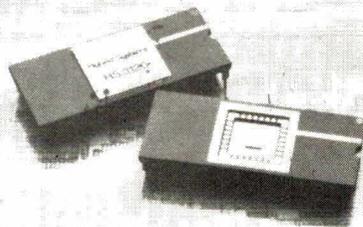
NEC

SERVICE-LECTEURS N° 67

Convertisseur N/A 12 bits

Ce circuit, de conception originale, permet l'interface direct avec un bus 4,8 ou 16 bits sans élément extérieur. Pour cela, il possède un registre d'entrées, divisé en trois segments de 4 bits adressables individuellement.

Ce premier registre est suivi d'un second registre parallèle jouant le rôle de tampon et permettant l'application des données sur 12 bits en une seule fois, sur le convertisseur proprement dit ; grâce à cette organisation, la conversion occupe un minimum de cycles, les entrées se faisant en parallèle.



Le DAC HS 3120 est un multiplieur 4 quadrants, à sortie de courant qui procure toutes les sorties nécessaires au montage d'amplificateurs extérieurs avec un minimum de composants.

Il est proposé, actuellement, en version militaire et civile et avec deux gammes de précision : HS 3120 - 0 linéarité 10-bits ; HS 3120 - 2 linéarité 12 bits

Ce circuit monolithique (un seul « chip ») représente un progrès dans la simplification des interfaces avec bus « μP ».

Hybrid Systems.

SERVICE-LECTEURS N° 68

Synthétiseur programmable 50 MHz

Ce synthétiseur très polyvalent est capable de générer des signaux, fonctions et impulsions variés de 1 μHz à 50 MHz avec en plus la possibilité de vobuler ces signaux. Ce



synthétiseur, modèle 178, est spécialement étudié pour les systèmes de test automatiques, semi-automatiques ou manuels. Il délivre ses signaux avec une précision en fréquence de 5 ppm sur une résolution de 8 chiffres.

L'amplitude est programmable sur une grande résolution de 4 chiffres de 1 mV à 20 V crête-à-crête sur 50 Ω pour toutes les formes d'onde. On peut ainsi obtenir des sinusoïdes et ondes carrées jusqu'à 50 MHz, des triangles jusqu'à 500 kHz, des rampes jusqu'à 20 kHz et aussi des impulsions et périodes uniques déclenchées intérieurement ou extérieurement. Un décalage continu peut être programmé seul ou en combinaison avec une forme d'onde quelconque.

Toutes les formes d'onde peuvent être déclenchées et même générées sous forme de train d'ondes de longueur prédéterminée (jusqu'à 2^{16}) à des cadences jusqu'à 200 kHz tout en maintenant les performances du synthétiseur.

Elexo-Wavetek

SERVICE-LECTEURS N° 69

Afficheurs bicolores « LED »

Sur ces afficheurs, dont le premier modèle proposé est un indicateur avec symboles de 10 mm de haut, chaque segment lumineux est doté de deux « chips » semi-conducteurs montés en antiparallèle. Il suffit d'inverser la tension ou le courant de service pour que la couleur émise passe du rouge au vert, et vice versa

car c'est le chip situé dans le sens passant qui s'allume.

Cette nouvelle faculté accroît considérablement le champ d'application des afficheurs à LED. Outre les valeurs données par affichage numérique, ils fournissent des informations symbolisées par la couleur émise. Ainsi, le passage du vert au rouge peut être interprété comme un signal d'alerte, ou annoncer le dépassement d'une valeur limite prédéterminée.

Siemens

SERVICE-LECTEURS N° 70

Enregistreur-lecteur OEM

Ce système enregistreur/lecteur de cassettes numérique OEM CDS 1.00, contrôlé par microprocesseur, est extrêmement complet. Toutes les fonctions peuvent être commandées à distance (ou par un clavier optionnel).

Le CDS 1.00 permet d'enregistrer des données selon les codes ECMA 34 ou SILENT 700.

19 fonctions sont accessibles via les interfaces (RS 232C, 8 bits parallèles ou IEEE) : arrêt/marche, rembobinage, lecture bloc-à-bloc, avance de x blocs, effacement, recherche de début de bloc, retour en arrière, etc.

De plus, le CDS 1.00 possède les contrôles CRC et « Read after Write ».

Kontron - M + S

SERVICE-LECTEURS N° 71



à partir de
2600 F HT.

**1 Capteur
+ 1 Indicateur
numérique**

**= 1 Manomètre
électronique**

mise en route : raccorder au secteur

C'EST TOUT !

Série M 4000 - précision 1 %
Série MIP - précision 0,5 %
Série MVA - précision 0,25 %
Étendue de mesure : de 20 mbar à 1000 bar
Alimentation : 220 V ou ± 15 V

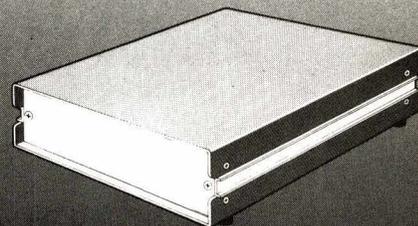
FGP Instrumentation

84, r. Henry Prou - 78340 Les Clayes-sous-Bois
Tél. 055-74-92 et 055-68-20 - Télex 695539F

SERVICE-LECTEURS N° 220

TRANSISTEK

Coffrets L2



en profil d'aluminium

“EXCLUSIVITÉ”

VP
électronique

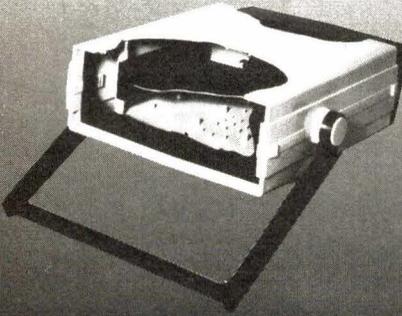
9, rue Gabriel-Péri - 91300 MASSY
Massy (1) 920.08.69
Grenoble (76) 93.50.64
Rennes (99) 51.88.88

Bât. I / Allée 9 / Stand 144

SERVICE-LECTEURS N° 221

PACINTEC™

Coffrets CH 23



"EXCLUSIVITÉ"

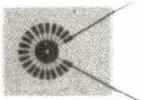
VP² électronique

9, rue Gabriel-Péri - 91300 MASSY
Massy (1) 920.08.69
Grenoble (76) 93.50.64
Rennes (99) 51.88.88

Bât. I / Allée 9 / Stand 146

SERVICE-LECTEURS N° 222

CAPTEUR DE FLUX THERMIQUE



- Mince et flexible
- Choix de sensibilité
- Calibré en unité de flux

- Etude des caractéristiques thermiques des matériaux
- Etude des déperditions de chaleur
- Contrôle de l'isolation
- Evaluation des dispositifs de chauffage et de froid
- Mise en œuvre facile
Lecture directe sur microvoltmètre

Catalogue 36614

FGP Instrumentation

84, rue Henri Prou
78340 LES CLAYES-SOUS-BOIS
Tél. 055.74.92 Telex : 695 539

SERVICE-LECTEURS N° 223

RAM statiques 1 k

Apparaissent aujourd'hui sur le marché deux versions d'une nouvelle RAM d'1 kilo-bit « durcie », c'est-à-dire résistante aux radiations. La HS 6508 RH est une RAM de 1024 × 1 bit et la HS 6551 RH une RAM de 256 × 4 bits. Ces RAM sont conçues selon la technologie des portes silicium auto-alignées et « durcies ». Les deux versions de cette RAM 1 kilo-bit sont entièrement statiques et peuvent être maintenues dans n'importe quel état pendant un temps indéfini.

Ces circuits peuvent recevoir une dose totale de radiation de 2×10^4 rad/si et peuvent même supporter jusqu'à 5×10^{11} rad/si/seconde, ils ont une faible consommation au repos (550 μ W maximum) et en fonctionnement (25 mW/MHz maximum) et des temps d'accès inférieurs à 300 ns.

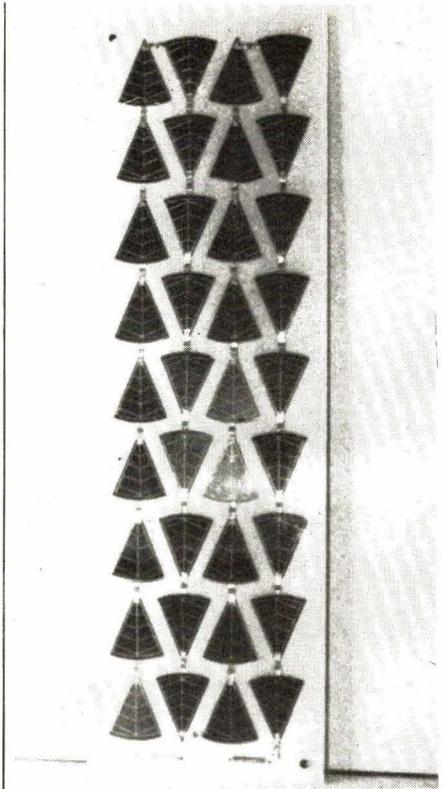
Les applications typiques des RAM « durcies » comprennent les satellites et les systèmes tactiques et stratégiques à utiliser en environnement nucléaire ou militaire.

MHS

SERVICE-LECTEURS N° 72

Cellules « solaires »... sans soleil

Quand la lumière solaire est diffusée par un ciel nuageux, l'efficacité des piles solaires photovoltaïques classiques diminue très fortement, car les longueurs d'onde que laissent passer les nuages correspondent à une moindre sensibilité du silicium. Dans le phénomène de « cascade lumineuse », la vitre qui recouvre et protège les cellules, est faite d'une matière organique, dopée de telle sorte qu'elle absorbe les ondes de longueurs correspondant à la lumière diffuse, pour les réémettre dans une zone de plus grande sensibilité du silicium. Le rayonnement solaire correspondant à une sensibilité élevée du silicium n'est bien entendu pas modifié. Grâce à la « cascade lumineuse » et à l'effet de piégeage des photons dans l'épaisseur du panneau, la puissance délivrée par des photopiles au silicium, est accrue de 25 à 35 % en illumination directe, et de 35 à 60 % par ciel nuageux. Ce qui veut dire que, si une application demande un panneau de 14 à 15 W en technologie classique, on obtiendra au total la même énergie avec un



panneau correspondant à 10 W de silicium mais en « cascade lumineuse », d'où une économie notable en prix et encombrement.

CCI-SNES

SERVICE-LECTEURS N° 73

Amplificateur faible tension

Le LC505 est un circuit intégré d'amplification linéaire faible tension. Il a été conçu pour pouvoir fonctionner avec une tension d'alimentation comprise entre 1 et 1,6 V. Il comporte un amplificateur opérationnel et un étage de sortie classe A à faible distorsion.

Le gain typique du LC505 est de 72 dB avec une alimentation de 1,55 V, ce qui est suffisant pour les microphones dynamiques et les bobines d'induction. Il est encore de 71 dB pour 1,3 V. La commande de volume par contre réaction permet un réglage sur 43 dB.

Le LC505 est présenté dans un boîtier miniature de 1,65 mm d'épaisseur seulement et de 3,56 × 3,05 mm de surface. On peut l'utiliser sur substrat céramique (circuits hybrides) ou sur circuit imprimé.

ISC - Linear technology

SERVICE-LECTEURS N° 74

 **EREL**

BOUTIQUE

SIEMENS

Composants :
Actifs-Passifs
Optoélectronique
Relais

Liste de prix sur demande

66-68, RUE DE LA FOLIE-REGNAULT 75011 PARIS

 : **379.92.58 +**

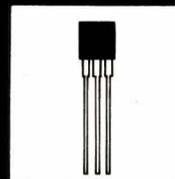
OUVERT du LUNDI AU SAMEDI de 9 H à 18 H

Métro : Père-Lachaise -

SERVICE-LECTEURS N° 224

**TOUT
PETIT**

TO92



THYRISTORS:

0.8A 30V_a800V I_{GT} < 200 μA

TRIACS:

0.6A 30V_a400V I_{GT} 5mA



TAG SEMICONDUCTORS FRANCE

LA BOURSIDIÈRE RN 186, 92350 LE PLESSIS-ROBINSON - TEL. 631 80-68

SALON DES COMPOSANTS - BAT. 1 - ALLEE 11 - STAND 122.

HERMANN ASSOCIÉS

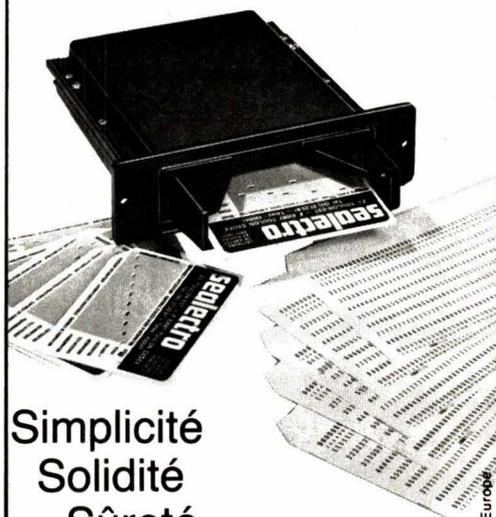
SERVICE-LECTEURS N° 225

**INDEX
DES ANNONCEURS**

ALMEX	119	KEITHLEY	119
ANALOG DEVICES	102	LAMBDA	4° couv.
BALLOFFET	79	MARVYLEC	78
BLANC-MECA	91	MB-ELECTRONIQUE	68,80, 58
BL-ELECTROTECHNIQUE	58	MEKTRON	3° couv.
BNP	2° couv.	METRIX	23
CALCOMP	15	MONDIAL ELECTRONIQUE	101
CP-ELECTRONIQUE	98	PROSE	129
DIODE FRANCE	22	PUBLICATIONS	
EDITIONS CHIRON	120	GEORGES VENTILLARD	92
EDITIONS TECHNIP	80	SAFICO	111
EFCIS	78, 79	SANYO	110
ELECTRO-CONCEPT	35	SCT	80
EQUIPEMENTS		SCT-MFD	4, 35
SCIENTIFIQUES	127	SEAELECTRO	125
EREL	125	SECRE-COMPOSANTS	104
E.T.S.F.	126	SEFELEC	129
FACEN	48	SELFCO	67
F2-G2	120	SIEMENS	103
FGP-INSTRUMENTATION	123, 124	SMCI	78
FLAGELECTRIC	57	SOAMET	16
GETELEC	127	STOCKVIS	68
I.E.F.	24	TAG	125, 129
ISTC	4	THETA SYSTEMS	24
I.T.S.	16	VISHAY	47
I.T.T.	36	V.P. ELECTRONIQUE	123, 124

**lecteur optique
de badges**

DSR 100



**Simplicité
Solidité
Sûreté**

Sécurité



seaelectro

Zone Industrielle de Toulon-Est
F. 83087 TOULON CEDEX
Tél. (94)27 25.61 - Téléc : 430041

Salon des Composants
Bât. 1 / Allée 5 / Stand n° 94

Publi Europe

SERVICE-LECTEURS N° 226



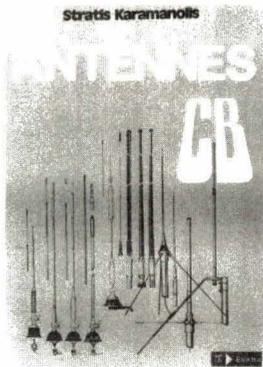
Enfin LIBRE, vive la C B

propose 6 titres pour en savoir plus



CB-RADIO. La radio CB en tant que hobby; La radio CB et la loi; Technique CB et appareils CB; Mesures sur les appareils CB; Portée — Que faut-il considérer lors de l'achat d'un appareil CB? Trafic CB.

125 pages, format 15 x 21. **Prix : 43 F**



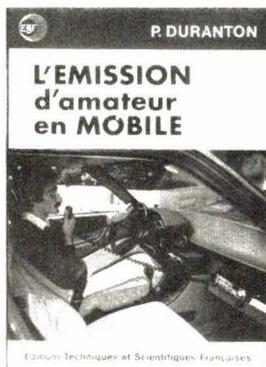
Antennes CB. Les antennes et les ondes électromagnétiques; Lignes; Caractéristiques des antennes; L'antenne fouet et ses particularités; Antenne CB industrielles; La fabrication personnelle d'antennes CB; Accessoires; Montages; Que faut-il considérer lors de l'achat d'une antenne CB?

125 pages, format 15 x 21. **Prix : 43 F**



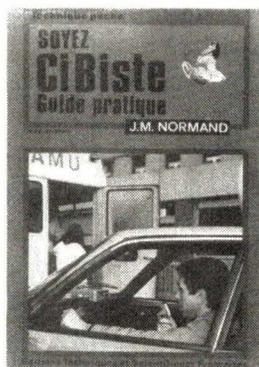
TOUT SUR LA CB. Radio CB - Le phénomène de notre temps; technique CB; Appareils CB; Accessoires CB; Antennes CB; Mesures sur les appareils CB; Portée dans l'espace; Ionosphère et liaisons DX; Trafic CB; Jargon CB; etc.

210 pages, format 15 x 21. **Prix : 65 F**



L'EMISSION D'AMATEUR EN MOBILE. 127 montages de récepteurs, émetteurs, émetteurs-récepteurs, amplificateurs et accessoires, tous à transistors ou circuits intégrés, 23 appareils de mesure et 12 alimentations.

344 pages, format 15 x 21. **Prix : 87 F**



SOYEZ CIBISTE. Guide Pratique. Le phénomène CB, né du besoin de communication, a fait couler beaucoup d'encre. L'auteur fait un point précis sur la question, **en particulier de la législation actuelle.**

Collection Technique Poche. **Prix : 24 F.**



APPLICATIONS DU 27 MHz. La bande des 27 MHz a de nombreuses utilisations. Les montages proposés concernent CB, radiotéléphone, télécommande amateur et professionnelle, etc. Nombreux schémas d'appareils à construire par l'amateur.

400 pages, format 15 x 21. **Prix : 87 F.**

Règlement à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris. Cedex 10

AUCUN ENVOI contre remboursement. Port Rdé jusqu'à 35 F : taxe fixe 10 F - De 35 à 75 F : taxe fixe 14 F - De 75 à 120 F : taxe fixe 20 F - Au-dessus de 120 F : taxe fixe 25 F.

N'inscrire qu'une lettre par case. Laisser un vide entre 2 mots. Merci

Société : _____
 _____ Joindre étiquette de notre enveloppe
 Résidence _____
 N° et Rue _____
 _____ Code postal _____
 Ville _____

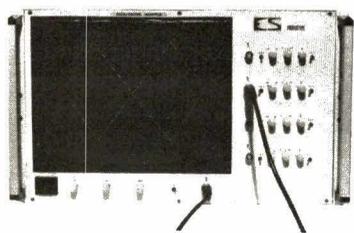
SANS OBLIGATION d'ACHAT je désire recevoir les catalogues nouveautés

Je suis **REVENDEUR** et désire recevoir par retour vos **conditions de vente**, sachant que ma commande sera d'un minimum de 20 exemplaires au total et réglée au comptant.



Bulletin à retourner à E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19

MONITEUR-SCOPE GRAND ECRAN

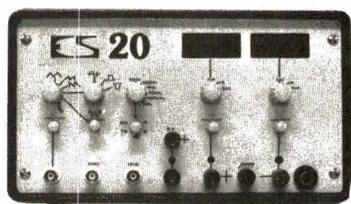


Pour les mesures en
mécanique, acoustique,
électricité et électronique.

- 1 à 4 voies
- base de temps
- sensibilité: 100 μ V/cm
- amplificateur vertical linéaire ou logarithmique
- mémoire 2048 mots de 10 bits sur chaque voie

SERVICE-LECTEURS N° 229

Station de Laboratoire avec Générateur de Fonction 20 MHz



Pour la mise en œuvre de
circuits logiques et
analogiques.

1. Générateur de fonction sinus, triangle, carré, impulsions positives et négatives, rampes positives ou négatives de 20 Hz à 20 MHz
2. Voltmètres numériques 3 digits 1/2
3. Alimentations dont deux variables ± 20 V/450 mA et une fixe 5 V/5 A

ES EQUIPEMENTS
SCIENTIFIQUES

54, rue du 19 Janvier
92380 GARCHES
Tél. 74 1.90.90 - Télex: 204.004 F
SERVICE-LECTEURS N° 230

Produits CHOMERICS

getelec

Une gamme complète de matériaux conducteurs répondant à vos besoins.

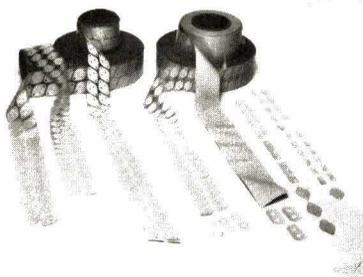
- colles conductrices
- peintures conductrices
- mastics conducteurs
- graisses conductrices

- feuilles conductrices
- strips conducteurs
- joints moulés conducteurs
- joints hyperfréquence
- joints conducteurs découpés, collés



- silicones isolants thermoconducteurs suppriment la graisse silicone, et remplacent mica, oxyde d'alumine, oxyde de beryllium
- résines thermoconductrices

- une gamme complète de claviers fiables et compétitifs 12 et 16 touches, et alphanumériques



- une gamme de thermo-rétractables conducteurs résolvant les problèmes de blindage des câbles et connecteurs

getelec

92, avenue Marguerite-Renaudin
92140 CLAMART
Tél. : 644-68-91 - Télex 202854

SERVICE-LECTEURS N° 228

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à "ELECTRONIQUE APPLICATIONS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de ELECTRONIQUE APPLICATIONS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une **X** dans les cases ci-dessous et ci-contre correspondantes :

Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de

Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de Frs par :

chèque postal, sans n° de CCP

chèque bancaire,

mandat-lettre

à l'ordre de: ELECTRONIQUE APPLICATIONS

COMBIEN?

ELECTRONIQUE APPLICATIONS (4 numéros)

1 an 87,00 F France

1 an 110,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

**ELECTRONIQUE
APPLICATIONS**

REVOLUTIONNAIRE

multitesteurs électime



...aussi facile que d'allumer un briquet !

- TESTEUR DE CONTINUITÉ : ELECTIME 668
- TESTEURS DE CHAMPS MAGNETIQUES :

Electime 663 détecte immédiatement l'existence de tout champ magnétique.

Electime 669 : même fonction que le 663 mais permet en plus de déterminer l'orientation du champ magnétique.

- LES MULTITESTEURS ELECTIME S'ADRESSENT

- Aux constructeurs, vérificateurs, réparateurs d'appareils et en règle générale.
- **A tous ceux** qui sont confrontés quotidiennement à des problèmes d'installations électriques, de systèmes de commande électriques et électroniques, de transformateurs, semi-conducteurs.

- LA FONCTION DES MULTITESTEURS ELECTIME VOUS PERMET

La détection de la localisation **immédiate** des pannes sur tous vos appareils comportant

- des électro-aimants - des solénoïdes
- des électro-vannes - des bobinages
- des relais - des transistors etc.

- L'ORIGINALITE ET L'INTERET

Des multitesteurs électime réside dans le fait

- Qu'ils fonctionnent **sans fil** évitant ainsi à l'usage les longues et fastidieuses manipulations des testeurs classiques.
- Qu'ils permettent la détection et la localisation des pannes par un système d'affichage lumineux du résultat et sans aucun réglage préalable.

- Une réduction de 5% sur le prix h.t.

de tous les appareils - soit pour les 663 et 669 - sera consentie aux lecteurs de la revue.

290,47 F
+ frais de port

au lieu de 305,76 F

Pour toute commande urgente s'adresser à

PROSE sarl 20 Bd Poissonnière - 75009 PARIS
Distributeur exclusif d'Electime pour la France
Pour tous renseignements utiliser le service lecteurs.

cherchons revendeurs sur la France métropolitaine

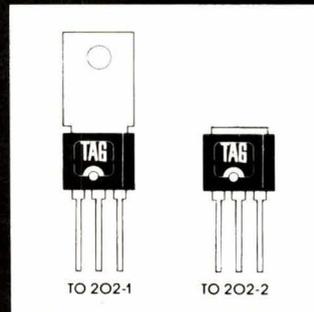
SERVICE-LECTEURS N° 231

SOCOPRESSE PUBLICITE

CORIAACE

TO 202

- PLANAR -



THYRISTORS :
4 Ampères - 100 à 600 V
IGT < 200 µA

TRIACS :
4 Ampères : 100 à 600 V
IGT : 25, 10 et 5 mA



TAG SEMICONDUCTORS FRANCE

LA BOURSIDIÈRE RN 186, 92350 LE PLESSIS-ROBINSON - TEL. 631 80-68

SALON DES COMPOSANTS - BAT. 1 - ALLEE 11 - STAND 122.

SERVICE-LECTEURS N° 232

HERRMANN ASSOCIES

Nouveauté

M 1500 UFB



**Mégohmmètre - picoampèremètre
automatique
de 1 MΩ à 2.10¹⁵Ω
de 1 pA à 2 mA
réglable volt par volt
de 1 V à 1500 V
Affichage E.N.A
Modèle programmable IEEE 488**

selec

706.15.80

2^{ème} rue Gaston-Soufflay
94500 Champigny/sur/Marne

SERVICE-LECTEURS N° 233

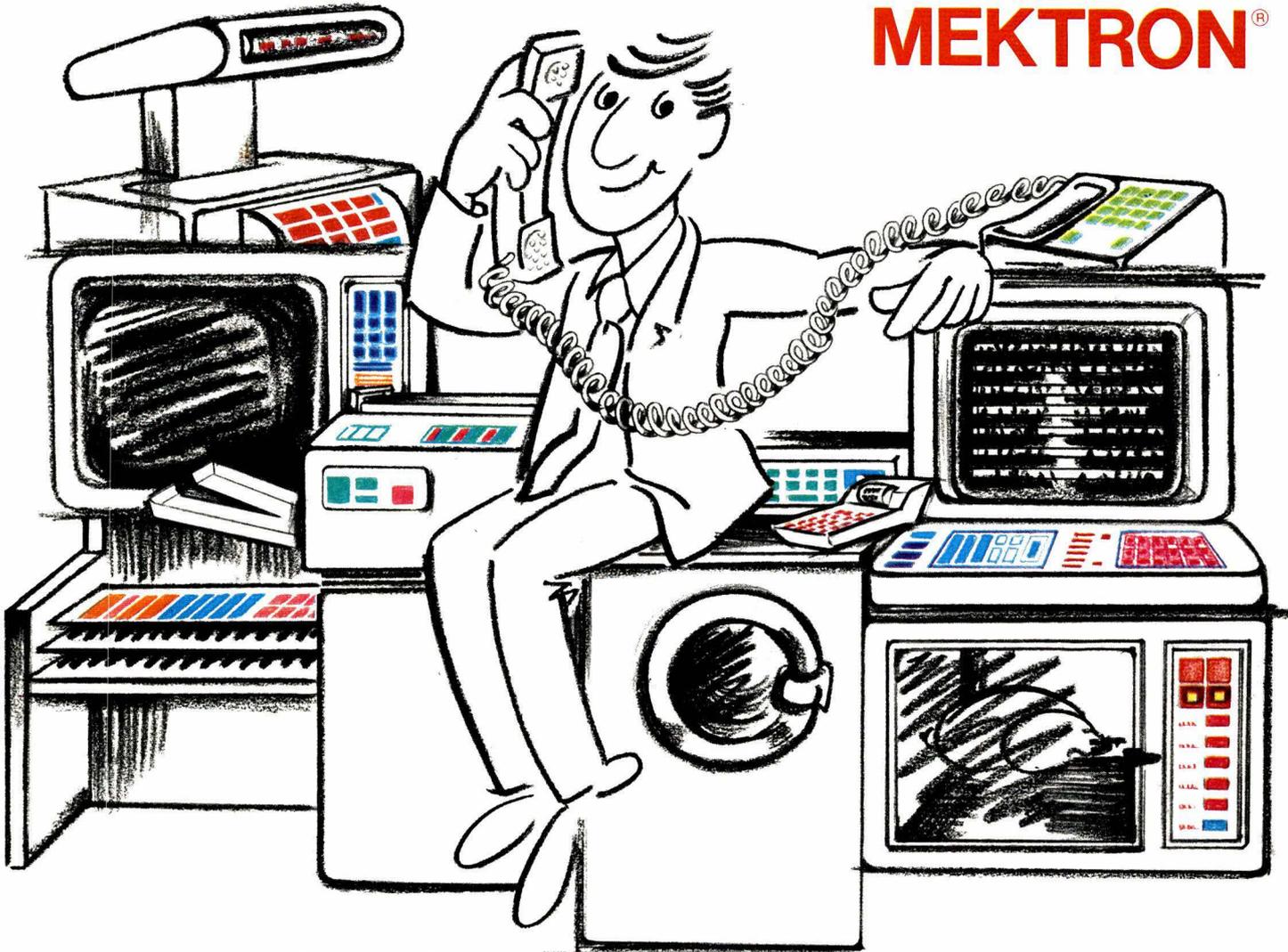
ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 17 - Page 129

médiagraphic

REPERTOIRE 1980

	N°	Page		N°	Page
Applications			Etudes générales		
Chronostarter	13	5	Les courbes de température des résistances de précision	13	113
Mesure du flux moyen du rayonnement solaire	13	13	La réjection en mode commun dans les voltmètres numériques	14	21
Fréquencemètre numérique à commutation automatique de gammes	13	19	Principe de réalisation des alimentations à découpage et convertisseurs de puissance	14	39
Détection électronique des mensonges	13	37	Théorie et pratique des atténuateurs à résistance	14	57
Système de surveillance sonore par téléphone	13	67	Evaluation des performances globales d'une chaîne d'acquisition de données en temps réel	14	91
Bloc de secours autonome 220 volts	14	31	Quelques montages fondamentaux utilisant un amplificateur opérationnel	15	113
Transmission d'informations par ondes électromagnétiques	14	48	Tension efficace aux bornes d'une résistance alimentée par un triac	15	29
Carte de commande universelle pour thyristors et triacs	14	67	Evaluation de la microélectronique hybride française	15	49
Filtre psophométrique	15	27	Onduleur triphasé à modulation de largeur	16	15
Régulateur de tension secteur	16	21	Asservissement de position compatible microprocesseur	16	25
Contrôle électronique du niveau de fuel	16	31	Les séries de Fourier et l'analyse harmonique	16	35
Circuits intégrés			Composants		
Génération de notes de musique avec le MO87	13	33	Les diodes à capacité variable	13	27
Convertisseurs continu/continu avec le TL497CN	14	35	Les photocoupleurs (1 ^e partie)	14	15
Mélodies programmées et carillons avec le circuit AY3-1350	15	17	Les photocoupleurs (2 ^e partie)	15	5
Récepteurs AM-FM « anti-gaspi » avec le TDA 1220A	15	31	Tableau sur les photocoupleurs	16	120
Médical			Transistors V.MOS :		
Biotechnologie pratique	13	61	Une foule d'applications		
Cardiotachymètre à microprocesseur	13	71	Transistors V.MOS (suite)		
Ordinateur pour analgésie sur demande	14	53	Intérêt général		
La pléthysmographie	14	115	Le software du sportif		
Les odeurs et l'olfactométrie	15	89	La radioastronomie (suite et fin)		
Le traitement des arythmies ventriculaires	16	79	L'électronique dans un grand quotidien		
Technologie			L'effet Branly, phénomène d'interface		
Le circuit imprimé : métallisation ; PTH ; méthodes additives			Les problèmes d'électricité statique		
Le circuit imprimé : usinage des films et des plaques			La structure de la matière (1 ^e partie)		
Les photocopieurs et la technique des circuits imprimés			Stella : transmission de données scientifiques par satellite		
Le circuit imprimé : hybridation des circuits			Le BTS électronicien		
Les problèmes de soudabilité des composants haute fiabilité			La structure de la matière (2 ^e partie)		
Le circuit imprimé : hybridation (suite)			Mesures		
Microprocesseurs			La réjection en mode commun dans les voltmètres numériques		
Système d'acquisition et de traitement de données			Philosophie et pratique du calibrage des voltmètres numériques		
Automate programmable analogique et numérique			Fiches techniques		
Tables et tableaux			Circuits intégrés pour télécommande TV		
Conversion tridimensionnelle analogique à partir d'un système à microprocesseur 6802			Circuits intégrés pour télécommande TV		
Base de temps programmable, au standard TV, pour caméra CCD			Circuits intégrés décodeurs stéréo		
Etude d'un programme permettant la liaison d'un microsystème et d'un ordinateur					
Interface expérience/calculateur/enregistreur par voie V24					

Les claviers plats MEKTRON®



interfaces indispensables
pour la communication
de l'homme et de la machine

Fiables, économiques, les claviers plats MEKTRON®
tactiles ou non tactiles
pour toutes applications



Mektron-France

9, allée des Jachères SOFILIC 416 94263 FRESNES Cedex
Tél. : (1) 668.10.25 - Télex : 260719
Usine à Château-Gontier (53)

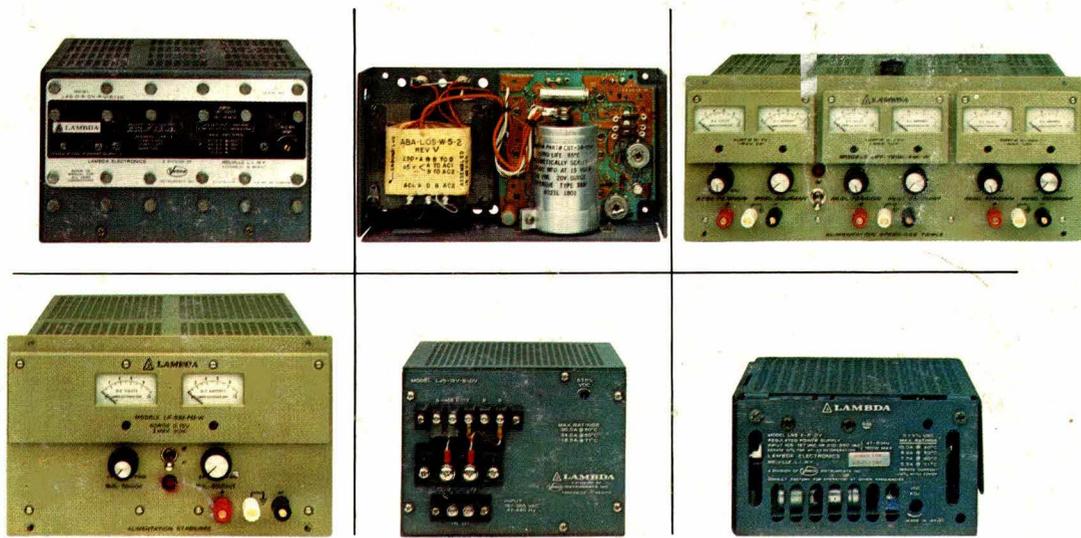
fiabilité obligatoire



Photos: BP - CNES - CNET - MATRA - R.N.U. RENAULT - SIRPA-AIR - SIRPA-MARINE

Dans le catalogue Lambda, il y a plus de 500 modèles. Tous prêts à assurer le plus dur service avec un maximum de précision et de fiabilité.
 Ces qualités exceptionnelles ont une explication : c'est Lambda qui fabrique les semi-conducteurs de régulation qui entrent dans les alimentations stabilisées Lambda.
 Lambda estime que c'est plus sûr.
 Ses clients aussi.

Λ LAMBDA



Lambda vous propose les uns et les autres dans son Catalogue général 1981 gratuit sur demande à :

Λ LAMBDA
ELECTRONIQUE

1^{er} Constructeur mondial d'alimentations stabilisées
 B.P. 77 91943 LES ULIS - CEDEX Tél. (6) 012.14.87 Télex 691617 F